KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKA A Radio

ROČNÍK VI/2001. ČÍSLO 5

Amatérské RADIO

ŘADA B - PRO KONSTRUKTÉRY

ROČNÍK L/2001. ČÍSLO 5

V TOMTO SEŠITĚ

KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKA A RADIO

Vydavatel: AMARO spol. s r. o.
Redakce: Radlická 2, 150 00 Praha 5, tel.: (02) 57 31 73 11, tel./fax: (02) 57 31 73 10.
Šéfredaktor ing. Josef Kellner, sekretářka redakce Eva Kelárková, tel. 57 31 73 14.
Ročně vychází 6 čísel. Cena výtisku 36 Kč.
Rozšiřuje PNS a. s., Transpress spol. s r. o., Mediaprint & Kapa a soukromí distributoři.
Předplatné v ČR zajišťuje **Amaro** spol. s r. o. - Michaela Jiráčková, Hana Merglová (Radlická 2, 150 00 Praha 5, tel./fax: (02) 57 31 73 13, 57 31 73 12). Distribuci pro předplatitele také provádí v zastoupení vydavatele společnost Předplatné tisku s. r. o., Abocentrum, Moravské náměstí 12D, P. O. BOX 351, 659 51 Brno; tel: (05) 4123 3232; fax: (05) 4161 6160; abocentrum@pns.cz; reklamace - tel.: 0800-171 181.
Objednávky a predplatné v Slovenskej republike vybavuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., Teslova 12, P. O. BOX 169, 830 00 Bratislava 3, tel./ /fax (02) 44 45 45 59, (02) 44 45 06 97 - predplatné, (02) 44 45 46 28 - administratíva; email: magnet@press.sk
Podávání novinových zásilek povoleno Českou poštou - ředitelstvím OZ Praha (č.j. nov 6005/96 ze dne 9. 1. 1996).
Inzerci v ČR přijímá redakce, Radlická 2, 150 00 Praha 5, tel.: (02) 57 31 73 11, tel./fax: (02) 57 31 73 10.
Inzerci v SR vyřizuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., Teslova 12, 821 02 Bratislava, tel./ /fax (02) 44 45 06 93.
Za původnost a správnost příspěvků odpovídá autor (platí i pro inzerci). Nevyžádané rukopisy nevracíme.
http://www.aradio.cz; *E-mail*: pe@aradio.cz
ISSN 1211-3557, MKČR 7443

Dějiny přenosu zpráv na dálku

Historie elektřiny a magnetizmu

Edward Victor Appleton

Měsíc byl díky své relativně malé vzdálenosti od Země prvním mimozemským tělesem, kterého se dotkly elektromagnetické vlny s cílem získat jeho obraz pomocí radarové techniky.

Vědecky doložené odrazy získal jako první britský fyzik Edward Victor Appleton, a to dokonce až v roce 1946. Významnou úlohu v této oblasti sehrál i jeho krajan Robert Alexander Watson-Watt (1891 až 1973).

Appleton se narodil 6. září 1892 ve střední Anglii v Bradfordu a studoval v Cambridgi. Tam se stal v roce 1919 asistentem známého atomového fyzika Ernesta Rutheforda (1871 až 1937) a oba bylo možné nalézt nejčastěji ve známých laboratořích v Cavendishi.

Od roku 1924 pokračoval ve své kariéře jako profesor fyziky na londýnské královské koleji, kde bádal a učil až do roku 1936. Známým se stal hlavně díky svým pracem o šíření elektromagnetických vln v ionosféře.

Při pokusech, při kterých používal krátké vlny, objevil v roce 1927, že již tehdy známou Kennely-Heavisidovou vrstvou (dnes ji nazýváme vrstvou E) krátké vlny procházejí a odrážejí se teprve od nějaké další vrstvy, která je položena výše. Tato vyšší vrstva je dnes známá jako vrstva F a dostala název po svém objeviteli - Appletonova vrstva.

Tímto objevem byl dán předpoklad k širokému využití krátkých vln v dálkové bezdrátové komunikaci. V letech 1936 až 39 se již jako známý vědec stal profesorem fyziky v Cambridgi. Svoji kariéru končil na nejvyšších místech - jako státní sekretář pro vědu a průmyslový rozvoj.

V tomto vysokém postavení řídil během druhé světové války práce na vybudování radarového obranného systému Anglie.

Za zásluhy byl jmenován v roce 1941 do šlechtického stavu a v roce 1947 oceněn Nobelovou cenou. Zemřel v Edinburgu 21. dubna 1965.

Televizní technika

Stejně jako můžeme první polovinu 20. století nazvat érou mohutného rozvoje rozhlasu od prvníchch nesmělých pokusů až po kvalitní elektronkové přijímače, můžeme druhou polovinu tohoto století nazvat érou rozvoje televize.

Pravda, základní předpoklady k masovému a celosvětovému rozvoji této techniky byly položeny již dříve, ale teprve poválečný vývoj moderních elektronkových systémů (nahrazených pak polovodičovou technikou a později i integrovanými obvody) nastartoval nebývalý rozmach této techniky, která má dnes na obyvatelstvo ve vyspělých zemích ohromný vliv.

Přes fantastický rozvoj této techniky, který generace našich padesátníků a starších měla možnost sledovat „na své kůži“, je paradoxní, že je vlastně založena na nedokonalosti našeho zraku. Oko naštěstí nevnímá, že se každý obrázek skládá ze 300 000 či více jednotlivých bodů, že elektronový paprsek „kreslí“ obrázek po řádcích, které navíc nejdou za sebou atd.

Ale nechejme úvah o dnešních televizních systémech, které stejně budou brzy nahrazeny ještě dokonalejšími, a podívejme se na průkopníky této techniky, dokonce ještě do 19. století.

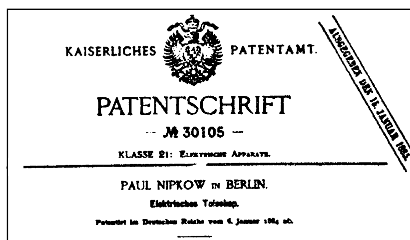
Paul Julius Gottlieb Nipkow

Již od roku 1830 bylo možné po telegrafním vedení přenášet na dálku zprávy. Přenášet obraz nebylo tak snadné, ovšem primitivním způsobem to bylo možné též. O zlepšení systému přenosu obrazů se snažila řada techniků, ale hlavní zásluhu na převratném objevu, který umožnil mnohonásobně zkvalitnit přenášený obraz, má německý technik Paul Julius Gottlieb Nipkow.

Narodil se 22. 8. 1860 v Lauenburgu, kde měl jeho otec pekařství. Ale o pečení chleba se mladý Nipkow nezajímal, jeho životní dráhu od mládí určovala technika.

Již během svých gymnazijních studií v Neustadtu, patřícího tehdy do Západního Pruska, dělal pokusy s telefonem. V letech 1879 až 1885 studoval přírodní vědy v Berlíně a tam měl vynikající učitele - např. Hermanna von Helmholtze (1821 až 1894) a Adolfa Slabyho (1849 až 1913). Již v době studií dostal geniální myšlenku (na které pak pracoval), jak pomocí jediného selenového fotočlánku a jedné doutnavky přenášet na dálku obrazy.

Jeho vynález dodnes známého Nipkowova kotouče byl patentován 6. 1. 1884 pod číslem 30105 a on sám jej nazval „elektrický teleskop“.


KAISERLICHES PATENTAMT.

AUSGEGEBEN DEN 15. JANUAR 1885.

PATENTSCHRIFT

— № 30105 —

KLASSE 21: ELEKTRISCHE APPARATE.

PAUL NIPKOW IN BERLIN.

Elektrisches Teleskop.

Patentirt im Deutschen Reiche vom 6. Januar 1884 ab.

Hlavička patentové dokumentace na Nipkowův „elektrický teleskop“

Bohužel, tento vynález značně předběhl svou dobu, a dlouhých 15 let se o něj nikdo nezajímal. Nipkow proto uplatnil své schopnosti jako konstruktér v berlínské továrně signální a zabezpečovací techniky Zimmermann & Buchloh.

Již dříve, před Nipkowem, přišli anglický technik Alexander Bain (1810 až 1877) a italský fysik Giovanni Caselli (1815 až 1891) v roce 1855 na myšlenku rozložit obraz do bodů a řádek, což je vlastně dnešní princip televize, a jmenovaným objevitelům patří prvenství v tomto oboru. Ovšem na uplatnění této myšlenky bylo třeba čekat podstatně déle než na praktické pokusy s Nipkowovým kotoučem, které začaly ještě za Nipkowova života.

Byl to anglický televizní technik John Logie Baird (1888 až 1946) a maďarský technik Denes von Mihály (1894 až 1953), kteří následovali Nipkowa a po létech obnovili pokusy s jeho objevem.

Pokusy s mechanickým principem rozkladu obrazu měly ovšem své nepřekročitelné fyzikální hranice a tak nepřinášely kýžený úspěch. Přesto se však v roce 1927 uskutečnil první přenos obrazu o velikosti větší krabičky zápalek, který byl rozložen do 30 řádků a byl přenášen rychlostí 10 obrazů za sekundu. Bylo to o tři roky dříve, než se to podařilo Manfredu von Ardenne v berlínské laboratoři na plně elektronickém principu.

Ovšem to již byl začátek úspěšné cesty k dnešním televizním přistrojům. Když si uvědomíme časový odstup od patentování Nipkowova „teleskopu“ ke skutečnému televiznímu přenosu, nezbývá než ocenit prozíravost, s jakou přišel na to, že jiná cesta k přenášení obrazů než jejich rozklad do bodů neexistuje. V době podání patentu to pochopitelně mohl být jedině rozklad na mechanickém principu.

Zemřel 24. 8. 1940 v Berlíně.

John Logie Baird

Jeho jméno bylo vzpomenuto již v souvislosti s Nipkowem a patří k další generaci televizních pionýrů.

Narodil se v Hellensburghu (Skotsko) 13. 8. 1888 a první základy vzdělání dostal v rodině - jeho otec byl presbyteriánský kazatel. Naštěstí neinklinoval k církevnímu životu ani k životu na moři, ke kterému tehdy tíhlo mnoho jeho vrstevníků. Studoval na královské technické koleji, na Larchfieldově akademii a na univerzitě v Glasgowě (Skotsko). Tam získal hluboké vědomosti, četl všechny dostupné populární časopisy o radiu a o bezdrátových pokusech přenášení zpráv, byl fascinován mechanickými pohony, motory, a tehdejší elektrotechnikou všeobecně.

V jednom z časopisů se dočetl o referátu předneseném na elektrotechnickém kongresu v Paříži roku 1900 o „vidění na dálku“. Seznámil se s pracemi Nipkowa, chtěl pokračovat v jeho pokusech, ale neměl k tomu dostatek finančních prostředků.

Zajel proto na Trinidad, kde žil jeho přítel kapitán Hutchinson. Toho nadchl pro myšlenku přenosu obrazu na dálku a nakonec i přemluvil, aby jeho pokusy financoval. Po návratu v roce 1922 začal pracovat na svém projektu v malém městě necelých 100 km jižně od Londýna, kde mu s realizací pomáhali další nadšenci i z řad tehdejších radioamatérů.

Bairdovým cílem bylo zdokonalit myšlenku Nipkowa podle patentu z roku 1884 do prakticky použitelného přístroje. Roku 1923 získal na svůj přístroj patent a v roce 1924 spatřil světlo světa první funkční prototyp zhotovený z krabice od čaje, ve které byl zamontován motor a Nipkowův kotouč - byl to kruhový kotouč, vyrobený z boční stěny stejné krabice. Přesídlil pak do Londýna a v roce 1925 svůj přístroj předvedl. První diváci viděli roztřesený obraz na stínítku o rozměrech asi 5 x 10 cm. To bylo poprvé, co byl nějaký obraz předváděn pomocí odražených světelných paprsků. Prvním člověkem, jehož obraz se zjevil na jeho přístroji, byl William Taynton - mladý úředník, kterému Baird zaplatil, aby se postavil do ostrého světla.

V roce 1926 demonstroval úspěšně královské společnosti v Londýně svůj systém přenosu obrazů, ovšem tehdy ještě s přenosem po drátě, který sám nazval pro nás dnes známým slovem „televizor“.

Pak již šel vývoj velmi rychle kupředu. O měsíc později se mu podařil pokus s bezdrátovým přenosem obrazu a to přimělo tehdejší britskou rozhlasovou společnost BBC, aby mu umožnila experimentovat i pomocí její techniky v době, kdy skončil rozhlasový program.

První pokus s dálkovým přenosem obrazu rozloženého do 30 řádků se uskutečnil mezi Londýnem a Glasgowem dne 4. 5. 1927 po telefonních linkách. Experimenty však pokračovaly a za Bairdova vedení byl uskutečněn první úspěšný pokus s bezdrátovým přenosem televizního signálu mezi Londýnem a New Yorkem - bylo to 9. února 1928, tehdy na krátkých vlnách.

Krátce nato se pokusil přenášet obrazy z pevniny na plující loď - byl to parník Berengaria, který zažil tuto historickou chvíli. Dokonce se pokoušel již v roce 1928 o přenos barevných obrazů a stereoskopického obrazu.

Vynalezl také první přístroj, který umožňoval noční vidění - noctovisor.

Někdy v letech 1928 až 1929 uskutečnil první nepovolený přenos obrazu z Berlína. V roce 1929 pak předváděl velkoplošný televizní obraz, který byl složen ze 30 řádků. V každém z nich bylo 70 doutnavek spínaných přes rotující kotouč s 2100 kontakty.

Bohužel se soustředil výhradně na systém, který neměl technické předpoklady dalšího rozvoje a to dokonce v době, kdy již Farnsworth experimentoval se svým Dissectorem, který měl daleko lepší rozlišovací schopnost.

Baird dosáhl prakticky nejlepšího rozlišení 180 řádků v době, kdy Farnswothův přístroj pracoval se 300 řádky. Přesto patří mezi průkopníky, kteří se snažili posunout znalosti v oblasti televizní techniky kupředu a přispěl svými pokusy, invencí a prozíravostí k rozvoji televizní techniky.

Bairdova společnost vyráběla „mechanické“ televizory jako stavebnice a přes všechny nedostatky, které systém měl, se jich prodalo přes 20 000!

Jakmile BBC přešla oficiálně na systém EMI, zůstal Baird se svou laboratoří a se svými techniky osamocen. Jeho systém se ještě po dva roky znovu uplatnil, když studio BBC do základů vyhořelo.

Baird pak předvedl v roce 1938 za přítomnosti 3000 osob v jednom z londýnských divadel barevný obraz na stínítku 12 x 9 stop (!) a to bylo první veřejné předvedení přenosu barevného obrazu. Přes velkou publicitu, které se této akci dostalo, naděje na rozšíření nebyla.

V roce 1940 se Bairdova společnost přejmenovala na Cinema Television, pak přišla válka a britové vyřadili televizní vysílače z provozu, aby podle nich nemohli něměčtí letci nalétávat na Londýn. To byla jedna z mnoha fatálních chyb tehdejšího anglického vojenského velení, neboť televizní vysílače naopak působily rušivě na německé poměrně dokonalé zaměřovací systémy!

V prosinci 1940 pak Baird několika svým přátelům a novinářům předváděl ve svém domě barevnou stereoskopickou televizi. Snažil se pak ještě uvést do provozu systém s vysokou rozlišovací schopností asi 1000 řádků nebo více pro poválečné využití, ale začal churavět a tuto myšlenku již nestačil realizovat.

Zemřel 14. 6. 1946 v Bexhill-on-Sea, v hrabství Sussex.

Literatura

[1] *Aldous, W. H.; Appleton, E.*: Thermionic vacuum tubes and their appliccations. London, 1958.

[2] *Appleton, E.; Beyon, W. J. G.*: The application of ionospheric data to radio communication. London, 1948.

[3] *Seger, J.*: Televize - dílo generecí. Praha, 1978.

Ing. Jiří Peček, OK2QX

TRANSFORMÁTORY A TLUMIVKY PRO SPÍNANÉ NAPÁJECÍ ZDROJE 1

Teorie transformátorů a tlumivek

Zdeněk Faktor

Řídicí obvody spínaných napájecích zdrojů jsou již zcela integrované. K těmto obvodům se připojuje několik diskrétních součástek pro kompletaci elektrické části zdroje: výkonové tranzistory, vinuté součástky a kondenzátory s velkou kapacitou. U zdrojů s malými výkony (nejvíce několik desítek wattů) jsou výkonové tranzistory součástí integrovaných obvodů. Většinu těchto součástek lze obstarat nákupem. Nákup transformátorů a tlumivek však není jednoduše možný. Pro vybrané zapojení a požadovaný výkon zdroje musí být vlastnosti transformátorů a tlumivek nejprve určeny a pak musí být tyto součástky vyrobeny a odzkoušeny. Práce je ztížena špatnou dostupností materiálu potřebného pro jejich zhotovení. V tomto čísle KE je probrána teorie transformátorů a tlumivek, popis jejich návrhu bude uveden v další části tohoto článku v KE 1/2002.

1. Spínané napájecí zdroje - některé vlastnosti a pojmy

Každé elektronické zařízení je napájeno ze zdroje stejnosměrného napětí. Zdrojem může být baterie nebo síťový napáječ.

Používají se také měniče stejnosměrného napětí z jedné velikosti napětí na jinou, větší nebo menší. Jsou používány napáječe, které bez přetransformování na jinou velikost usměrní střídavé síťové napětí a takto získané stejnosměrné napětí potom přemění na stejnosměrné napětí o libovolné velikosti - větší nebo menší.

Převažující význam v oblasti napájení elektronických přístrojů dosáhly spínané zdroje, jejichž základem je pulsně šířková modulace.

Tato technologie umožňuje zpracovat napětí na mnohem vyšším kmitočtu, než je kmitočet síťového napětí. Spínané zdroje mohou poskytovat dobře stabilizované výstupní napětí (nezávislé na velikosti vstupního napětí a na zatěžovacím proudu) s velmi malým zvlněním.

Spínané zdroje jsou vyráběny nejen jako zařízení soustředěné v jedné konstrukční jednotce, ale i jako zařízení, která jsou rozptýlena v jednotlivých částech napájeného systému. Dosahuje se tím zastupitelnosti zdrojů při jejich poruše a menších úbytků napětí v místech spotřeby.

Vyrábějí se rovněž moduly spínaných napájecích zdrojů, ze kterých paralelním a sériovým zapojením lze skládat jednotky s větším napětím a s většími proudy.

Vývoj spínaných zdrojů začal v šedesátých letech. Pro svoje výhody jsou dnes nejrozšířenějším typem napáječů.

Podle způsobu činnosti jsou průmyslově vyráběny tři typy:

1. Akumulační, označované také blokující nebo nepropustné.
2. Propustné.
3. Dvojčinné.

Podle zapojení výstupních obvodů (spínače, transformátory, tlumivky) se dělí uvedené typy spínaných zdrojů na nerezonanční nebo rezonanční.

1. Nerezonanční spínané zdroje mají kmitočet spínání v rozsahu desítek kHz a výkony až desítky kW. Hustota výkonů v objemové jednotce bývá kolem 0,2 W/cm^3.

2. Rezonanční spínané zdroje mají kmitočet spínání v rozsahu stovek kHz a výkony jen v desítkách W. Hustota výkonu v objemové jednotce bývá 2 W/cm^3.

Není-li rezonance jednoznačně vyjádřena obvodovými prvky, jedná se o napáječe kvazirezonanční.

Podle činnosti spínačů se rozdělují rezonanční spínané zdroje na zdroje spínané v nule napětí a na zdroje spínané v nule proudu.

Mezi rezonanční měniče patří i planární spínané zdroje, ve kterých jsou transformátor nebo tlumivka provedeny planární technologií.

Planární technologie neumožňuje použít vinutí s mnoha závity. Výstupní vinutí mívá jeden, nanejvýš dva závity (pro rozsah 5 V). To je umožněno vysokým kmitočtem spínání, který bývá několik MHz. Výkon planárních zdrojů bývá obvykle jen několik wattů. Planární zdroje mají hustotu výkonu v objemové jednotce až 10 W/cm^3.

Nerezonanční i rezonanční spínané zdroje používají technologii plošných spojů s pevným i volným rastrem (SMD) a jako magnetické materiály především ferity.

Planární spínané zdroje, pokud používají feritová jádra, používají rovněž plošné spoje.

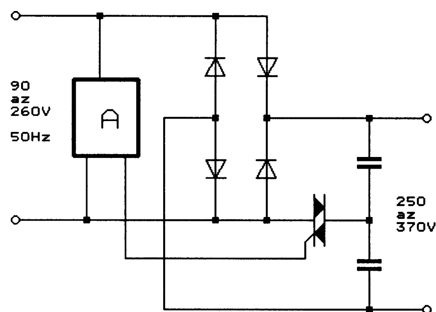
Je-li magnetický obvod vytvořen tenkovrstvou technologií magnetickými vrstvami, je i vinutí těchto obvodů vytvořeno tenkovrstvou technologií. Pro magnetické obvody se používají technologie vakuového napařování s následným zpracováním magnetických vrstev v magnetickém pol. (termomagnetické zpracování).

U spínaných napájecích zdrojů je možné stabilizovat jen jedno stejnosměrné výstupní napětí. Tam, kde je nezbytné regulovat i některá další napětí na jiných vinutích s menšími odběry výkonu, používají se v těchto případech pro tato vinutí lineární stabilizátory.

Některá napětí spínaného zdroje, s ohledem na zařízení, která napájejí, není nutné stabilizovat vůbec.

Velké přednosti mají spínané zdroje ve dvou směrech:

a) Jsou schopné se v širokém rozsahu přizpůsobit kolísání vstupního napětí, kterým je zdroj napájen. Např. napětí akumulátoru 12 V v automobilu



Obr. 1.1. Elektronický volič síťového napětí. Blok A je čidlo velikosti síťového napětí. Při malém síťovém napětí triak spíná a můstkový usměrňovač se změní ve zdvojovač

kolísá od 6 V při startování až do 15 V při úplném nabití akumulátoru. Elektrické přístroje napájené z akumulátoru však vyžadují stálost napájecího napětí s odchylkou několika procent.
b) Umožňují zlepšit účiník zdroje z běžné hodnoty 0,6 na 0,99, jak to pro elektronická zařízení vyžadují současné normy (ČSN IEC 555).

Spínané zdroje umožňují připojit zařízení na síťové napětí pohybující se v širokém rozmezí bez nutnosti mechanicky přepínat rozsah vstupního napětí zdroje. V Japonsku je např. normalizována velikost síťového napětí 100 V (50, 60 Hz), v Austrálii 240 V (50 Hz). Pro export elektronických zařízení je tedy požadováno, aby bylo možné zařízení připojit na síťové střídavé napětí o velikosti od 90 do 260 V. Schéma elektronického automatického voliče síťového vstupního napětí spínaného zdroje je naznačeno na obr. 1.1.

V tab. 1.1 jsou porovnávány vlastnosti lineárních stabilizovaných zdrojů napětí se stabilizovanými spínanými zdroji napětí. Přibližné rozdělení ztrátového výkonu v různých součástkách spínaných zdrojů s pulsně šířkovou modulací je v tab. 1.2.

Pro osvěžení některých odbornějších znalostí z oboru elektromagnetizmu, o které se výklad činnosti transformátorů a tlumivek pro spínané zdroje opírá, jsou dále shrnuty některé vzorce a pojmy.

Ještě před čtyřiceti lety amatérský návrh síťového transformátorku nevyžadoval žádnou odbornost. Byl jen jeden druh magnetického materiálu pro jejich jádra - Fe4,5Si a jeden druh jader - plechy tvaru EI. Žádaný výkon ve wattech, který měl transformátor přenést, se odmocnil a získal se průřez jádra transformátoru v cm^2. Číslo čtyřicet se vydělilo průřezem jádra v cm^2 a získal se pro vinutí údaj o počtu závitů na volt. To bylo vše. Ani slovo o magnetické indukci, o magnetickém cívkovém toku či o napěťové ploše.

Výchozím pojmem pro popis činnosti magnetických obvodů je magnetická indukce. Magnetická indukce je fyzikální jev, který způsobuje silové účinky na magnetické látky a vodiče protékané proudy. Při změně magnetické indukce v jádru cívky se ve vinutí cívky indukuje napětí, jehož závislost na změně magnetické indukce je popsána indukčním zákonem.

Pro návrh transformátorů a cívek je právě tato závislost rozhodující. Proto i popis vlastností magnetických látek a z nich konstruovaných transformátorů a tlumivek je popisem průběhu magnetické indukce v magnetickém obvodu těchto zařízení v závislosti na průběhu proudu v cívce, na napětí, na kmitočtu, teplotě, tlaku apod.

Tab. 1.1. Porovnání lineárních stabilizovaných zdrojů s nerezonančními spínanými zdroji

Specifikace	Rozměr	Lineární zdroj	Spínaný zdroj
Rozsah výstup. napětí	V	10 až 100	1 až 1000
Rozsah výstup. proudů	A	tisíciny až jednotky	jednotky až tisíce
Rozsah výkonů	W	jednotky	jedn. až desetitisíce *)
Kmitočet usměrňovaného napětí	Hz	50	50; desetitisíce až statisíce při úpravě účiníku
Přesnost výstup. napětí	%	0,02 až 0,05	0,05 až 0,1
Přesnost regul. výkonu	%	0,02 až 0,1	0,1 až 1
Zvlnění výstup. napětí	mV	0,5 až 2 (efektivní napětí)	25 až 100 (mezivrchol. napětí)
Rozsah vstup. napětí	%	±10	±30 (některé zdroje v rozsahu až 4 : 1)
Účinnost	%	40 až 55	70 až 90
Měrný výkon	W/cm^2	0,033	0,2 až 10
Doba zotavení	ns	50 (100)	300 (2000)
Přípustná doba výpadku vstupního napětí	ms	2	32

*) Měnič 100 kW s jádrem PM140 nebo ER180 má vinutí z měděných trubek protékaných vodou. Jádro je rovněž chlazené měděnými trubkami protékanými vodou. Materiál jádra je ferit značky N27 od výrobce Siemens Halske.

Tab. 1.2. Přibližné rozdělění ztrátového výkonu v různých součástkách spínaných zdrojů s pulsně šířkovou modulací

Součástka	% z výkonu
Diody	5
Spínače	2
Jádro transform.	2
Vinutí transform.	1
Vinutí tlumivky	2
Spínání	5
Řízení	1
Vstupní filtr	0,5
Výstupní filtr	0,5
Celkem	19

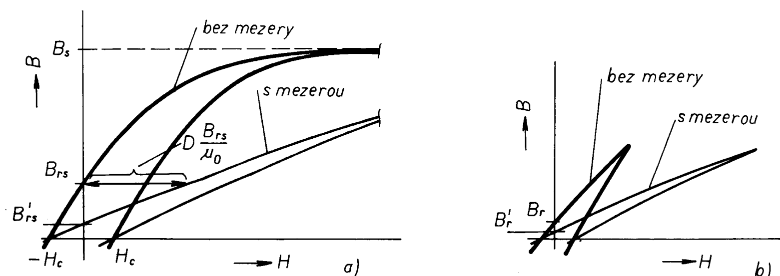
V ustáleném stavu činnosti spínaného zdroje přechází magnetická indukce B v jádru transformátoru nebo tlumivky z jedné velikosti do druhé a zpět periodicky. Její změna je obvykle lineárně závislá na čase, mnohdy mívá v určitých časových úsecích harmonický průběh. Průběh je určen obvodovým zapojením transformátoru nebo tlumivky a spínáním.

Během periody T spínání roste indukce v jádru po dobu $\delta \cdot T$ a klesá po dobu $(1 - \delta) \cdot T$. δ je činitel plnění napěťových pravoúhlých impulsů, které působí na vinutí jádra a vyvolávají v jádru magnetickou indukci. Změna indukce u tlumivek a některých transformátorů u spínaných zdrojů je jen v jedné polaritě indukce. U některých transformátorů přechází magnetická indukce z jedné polarity do druhé a zpět. Indukce probíhá v prvním a třetím kvadrantu hysterezní smyčky. Velikost změny indukce je indukční zdvih ΔB. Při změně indukce v jedné polaritě je indukční zdvih omezen velikostí nasycení magnetické indukce B_s a velikostí nasycené remanentní magnetické indukce B_{rs}. Tato velikost se dosáhne po zániku proudového impulsu, kterým byla dosažena v jádru bez mezery intenzita magnetického pole H větší, než je několikanásobek koercitivity H_c materiálu jádra. Nedosáhne-li se v proudovém impulsu této velikosti intenzity magnetického pole, je remanentní magnetická indukce B_r v jádru bez mezery menší, než je velikost nasycené remanentní magnetické indukce.

Nasycená remanentní magnetická indukce a všechny další možné menší velikosti magnetické indukce závisí na tom, obsahuje-li magnetický obvod mezeru napříč cestě magnetickému indukčnímu toku (obr. 1.2a, 1.2b).

Na magnetickém obvodu s mezerou jsou velikosti remanentní magnetické indukce vždy menší, než pro totéž jádro bez mezery. Tyto velikosti remanentní magnetické indukce se označují jako zbytková (zdánlivá) remanentní magnetická indukce B'_r.

Velikost nasycené magnetické indukce materiálu jádra se s velikostí mezery nemění. Nasycená magnetická indukce je nejvetší velikost mag-



Obr. 1.2. Změna tvaru hysterezní smyčky s mezerou v magnetickém obvodu: a) nasycená hysterezní smyčka, b) nenasycená hysterezní smyčka

netické indukce, která může být v praxi při činnosti transformátorů a tlumivek dosažena.

Závislost magnetické remanence na délce mezery l_m ilustruje obr. 1.2 a následující výpočet:

$$H_c/B'_{rs} = (H_c + D \cdot B_{rs}/\mu_0)/B_r\,, \qquad 1.1$$

$$B'_{rs} = H_c \cdot B_{rs}/(H_c + D \cdot B_{rs}/\mu_0)\,, \qquad 1.2$$

kde D je činitel demagnetování.

Pro relativně malé mezery je přibližně:

$$D \approx l_m/l_s\,, \qquad 1.3$$

kde l_m je délka mezery a l_s je střední délka magnetické siločáry jádra, včetně mezery.

Protože magnetický indukční tok se v mezeře soudkovitě rozšiřuje, je délka magneticky působící mezery l'_m menší než geometrická délka, určená z rozměru jádra:

$$l'_m = l_m/k \quad \text{kde} \quad k > 1\,. \qquad 1.4$$

Korekční činitel k lze přibližně určit z následujících rovnic. Pro velké mezery (větší než 1 mm) není výpočet příliš přesný. Vzetím do úvahy rozšiřování indukčního toku v takto velké mezeře se však usnadní alespoň jeden krok při realizaci cívky.

Pro E jádra se k vypočte jako:

$$k = (2 \cdot l_m + a) \cdot (2 \cdot l_m + b)/(a \cdot b)\,, \qquad 1.5$$

kde $a \cdot b$ je průřez mezery.

Pro hrníčková jádra je k:

$$k = [(2 \cdot l_m + D_1)^2 - D_2^2]/(D_1^2 - D_2^2)\,, \qquad 1.6$$

kde D_1 je vnější průměr středního sloupku a D_2 průměr vnitřního otvoru.

Na velikost korekčního činitele má vliv i uspořádání vinutí na cívkovém tělísku.

Pro porovnání se doporučují i jiné vzorce.

Pro jádra E je k:

$$k = 1 + [l_m/\sqrt{(a \cdot b)}] \cdot \ln(l_c/l_m)\,, \qquad 1.7$$

kde ln je přirozený logaritmus a l_c je délka středního sloupku jádra.

Pro hrníčková jádra je k:

$$k = 1 + [l_m/\sqrt{(\pi \cdot (D_1^2 - D_2^2)/4)}] \cdot \ln(l_c/l_m)\,. \qquad 1.8$$

Velikosti korekčního činitele k jsou uvedeny např. v [26].

Zdánlivá remanentní magnetická indukce B'_r je pro svoji malou velikost obtížně zjistitelná. Při výpočtech se proto nahrazuje hodnotou zdánlivé remanentní magnetické indukce nasycení.

Je-li např. B_{rs} = 1 [T] a H_c = 1 [A/cm] (elektrotechnická ocel) a má-li se tato velikost remanentní magnetické indukce zmenšit na B'_{rs} = 0,1 [T], je třeba, aby:

$$D = [\mu_0 \cdot (H_c - 0{,}1 \cdot H_c)]/0{,}1 \cdot B_{rs} =$$

$$= 1{,}2 \cdot 10^{-6} \cdot 10^2/10^{-1} = 1{,}2 \cdot 10^{-3}\,.$$

Odvození vyplývá z obr. 1.2a a z rovnice 1.1. Při délce magnetické siločáry 10 cm vychází délka mezery 120 µm.

Magnetický indukční tok Φ jádrem o průřezu S_j je:

$$\Phi = B \cdot S_j \qquad 1.9$$

a cívkový indukční tok Φ_c je:

$$\Phi_c = N \cdot \Phi = N \cdot B \cdot S_j\,, \qquad 1.10$$

kde N je počet závitů cívky, jejímž jádrem prochází magnetický indukční tok Φ.

Z indukčního zákona, který vyjadřuje vztah indukovaného napětí na cívce v závislosti na časové změně magnetického indukčního cívkového toku:

$$U = \mathrm{d}\Phi_c/\mathrm{d}t\,, \qquad 1.11$$

vyplývá při pravoúhlém průběhu napětí U_1 jedné polarity na primárním vinutí transformátoru platnost následující rovnice:

$$\Delta\Phi_c = N_1 \cdot \Delta\Phi = N_1 \cdot \Delta B \cdot S_j = U_1 \cdot \delta \cdot T \qquad 1.12$$

V tomto tvaru je tato rovnice uváděná v příkladech.

Indukční zdvih ΔB nesmí překročit přípustnou změnu magnetické indukce v jádru. Jen část velikosti indukce nasycení je prakticky využitelná pro indukční zdvih u materiálů jádra transformátorů i tlumivek. Omezení je způsobeno teplotní závislostí magnetických vlastností jádra a přijatelným ztrátovým výkonem.

Při napěťovém transformačním poměru n:

$$n = U_1/U_2\,, \qquad 1.13$$

kde U_1 a U_2 jsou napětí na primárním a sekundárním vinutí, je v době trvání impulsu na sekundárním vinutí napětí:

$$U_2 = U_1/n\,. \qquad 1.14$$

Cívkový magnetický indukční tok, který prochází sekundárním vinutím je:

$$\Phi_c = U_1 \cdot \delta \cdot T/n\,. \qquad 1.15$$

Po zániku periodicky působícího napětí U_1 po době $\delta \cdot T$ musí být cívkový magnetický indukční tok stejně velký, ale opačného znaménka:

$$-\Phi_c = U_2 \cdot (1 - \delta) \cdot T\,. \qquad 1.16$$

Jak vyplývá z rovnice 1.11 a 1.12, napěťové časové plochy:

$$U_1 \cdot \delta \cdot T/n = -U_2 \cdot (1 - \delta) \cdot T\,, \qquad 1.17$$

které jsou vytvořené z obou částí impulsu v téže periodě, musí být až na znaménko stejné.

Při řešení elektrických obvodů s transformátory a tlumivkami je významné sledovat magnetovací proud I_m ve vinutí cívky.

Magnetovací proud má jak vinutí s jádrem, tak i bez jádra. Magnetický indukční tok je doprovázen magnetovacím proudem. Konstanta úměrnosti mezi velikostí magnetického cívkového indukčního toku a magnetovacím proudem je indukčnost L (statická definice):

$$L = \Phi_c/I_m\,. \qquad 1.18$$

Zdvih indukčního toku a jemu odpovídající změna magnetovacího proudu určuje impulsní indukčnost. Protože jde v tomto textu jen o impulsní indukčnost, označuje se tato indukčnost zkráceně L, bez indexu i:

$$L_i = \Delta\Phi_c/\Delta I_m = L\,. \qquad 1.19$$

Nedosáhne-li magnetický indukční tok nasycení, je možné pro zjednodušení pokládat indukčnost za nezávislou na magnetovacím proudu.

Z rovnic 1.18 a 1.11 vyplývá důležitý závěr, potřebný pro konstrukci transformátorů a tlumivek spínaných zdrojů. Přiloží-li se pravoúhlý napěťový impuls na vinutí cívky s magnetickým jádrem, magnetický indukční tok v závislosti na čase lineárně vzrůstá tak, aby $N \cdot (\mathrm{d}\Phi/\mathrm{d}t)$ bylo stálé.

Tak, jako vzrůstá magnetický indukční tok, vzrůstá (při indukčnosti nezávislé na magnetovacím proudu) lineárně i magnetovací proud až do velikosti:

$$I_{m\,max} = U_1 \cdot \delta \cdot T/L\,. \qquad 1.20$$

V příkladech je tato rovnice obvykle uvedena jako:

$$I_{m1\,max} = U_1 \cdot \delta \cdot T/L_1$$

nebo

$$\Delta I_L = U_0 \cdot (1 - \delta) \cdot T/L_0\,.$$

Při skokové změně napětí na cívce se magnetovací proud skokem nezmění. Zvětšuje se nebo zmenšuje v téže polaritě.

Zvětšuje-li se magnetický indukční tok, je napětí na cívce např. kladné, zmenšuje-li se magnetický indukční tok, zmenšuje se i magnetovací proud a napětí na cívce je záporné. Prochází-li zmenšující se magnetovací proud např. z kladné polarity do záporné a dále se zvětšuje v záporné polaritě, způsobuje tím další zmenšování magnetického indukčního toku. Napětí na cívce zůstává stále záporné. Podobně zmenšování magnetovacího proudu v záporné polaritě a jeho přechod do vzrůstajícího magnetovacího proudu v kladné polaritě způsobuje, že pokračuje růst magnetického indukčního toku a na cívce je stále kladné napětí.

Nemění-li se magnetovací proud, nemění se magnetický indukční tok a napětí na vinutí je nulové. Pro nulové napětí na cívce nemusí být magnetovací proud nulový, ale musí mít stálou velikost.

Magnetovací proud dodává zdroj, ke kterému je cívka připojena. Tento zdroj však dodává pracovní proud přes transformátor do zátěže. Při odpojení cívky od zdroje např. tranzistorem klesá proud, který tekl do zátěže přes transformátor, ihned na nulu. Magnetovací proud však prochází dále vinutím cívky v témže směru, avšak se zmenšující se velikostí. Napětí na cívce se změní na opačné.

Vztah smyslu napětí a proudů popisuje Lenzovo pravidlo. To si můžeme připodobnit k setrvačnému pohybu magnetovacího proudu. Magnetovací proud přes odpojení transformátoru od zdroje se uzavírá sekundárním vinutím a zátěží. Je-li i zátěž odpojena, jeho uzavírání je nebezpečné pro ty součástky, které mu cestu umožňují. Uzavírání magnetovacího proudu se uskutečňuje při vyšším napětí. Nebezpečí se snižuje použitím tlumících obvodů. Dráhy proudů ilustruje obr. 1.3.

Proud I_m procházející cívkou o indukčnosti L_1 a rezistorem o odporu R_1 ze zdroje o vnitřním napětí U_1 má exponenciální průběh:

$$I_m = U_1 \cdot (1 - e^{(-t/\tau)}) / R_1 \,, \qquad 1.21$$

kde časová konstanta $\tau = L_1/R_1$.

Pokud $t << \tau$, lze vzrůst proudu vyjádřit (s použitelnou přesností pro návrh transformátorů a tlumivek spínaných zdrojů) následující přibližnou závislostí:

$$(1 - e^{(-t/\tau)}) \approx t/\tau \,. \qquad 1.22$$

Potom:

$$I_m \approx (U_1/R_1) \cdot (t/\tau) = U_1 \cdot t/L_1 \,. \qquad 1.23$$

Pro pravoúhlé napěťové impulsy s dobou periody T bude tato přibližná závislost použitelná, pokud T << τ.

Pokles magnetovacího proudu z velikosti $I_{m\,max}$ po odpojení zdroje napětí se může popsat podobným zjednodušeným vztahem:

$$I_m \approx I_{m\,max} \cdot (1 - t/\tau) \,. \qquad 1.24$$

Časové konstanty pro nárůst proudu a jeho pokles mohou být rozdílné.

Okamžitá velikost magnetické indukce cívky s jádrem o střední délce magnetické siločáry l_s, které je ovinuto N závity a je protékané proudem o okamžité velikosti I_m, je:

$$B = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot (N/l_s) \cdot I_m \,, \qquad 1.25$$

kde $l_s = l_j + l_m$, μ_0 je indukční konstanta $0{,}4 \cdot \pi \cdot 10^{-6}$ [H/m] (permeabilita vakua) a μ_e je efektivní permeabilita jádra.

Ke zdvihu magnetické indukce ΔB náleží zdvih magnetovacího proudu ΔI_m:

$$\Delta I_m = \Delta B \cdot l_s / (\mu_0 \cdot \mu_e \cdot N) \,. \qquad 1.26$$

Má-li se tento zdvih magnetovacího proudu určit nebo zobrazit, a jde-li o zatížený transformátor, je nutno zátěž odpojit, neboť v primárním vinutí by se zjistil součet magnetovacího a zatěžovacího proudu. I tak je však průběh magnetovacího proudu (průběh proudu naprázdno) zkreslen složkou proudu, která odpovídá ztrátovému výkonu jádra.

Efektivní permeabilita je vždy menší než permeabilita materiálu jádra. Zmenšuje se s rostoucí mezerou v jádru. Při nulové mezeře se shoduje s permeabilitou jádra, při velmi malé indukci (B < 2 mT) se shoduje s počáteční permeabilitou jádra. Pro rozměrově homogenní magnetický obvod je:

$$\mu_e = \mu / [1 + \mu \cdot (l_m/l_s) \cdot (1/k)] \,. \qquad 1.27$$

Výrobci feritových jader u svých výrobků s mezerou v magnetickém obvodu uvádějí efektivní permeabilitu jader. Efektivní permeabilita jádra, tj. velikost permeability jádra, která se skutečně uplatňuje, je měřitelná a vypočitatelná z rozměrů jádra a z permeability jeho materiálu.

Efektivní permeabilita je přibližně stálá do poloviny indukce nasycení. Při větším sycení magnetický materiál přestává přispívat ke zmenšování magnetického odporu jádra.

Při výpočtu efektivní permeability se uvažované magnetické jádro nahradí toroidem o ekvivalentních vlastnostech. Průřez a střední délka magnetické siločáry takového náhradního (neboli ekvivalentního) toroidu se označuje S_e a l_e. Protože se tyto údaje používají při výpočtech transformátorů a tlumivek s ferity, tyto náhradní rozměry uvádějí rovněž výrobci feritových jader.

U některých magnetických obvodů, jako např. u jader C s mezerou, není obvyklé uvádět jejich efektivní permeabilitu.

Pro $1/\mu << (l_m/l_s) \cdot (1/k)$ se z rovnice 1.27 odvodí:

$$\mu_e / l_s \approx k / l_m \,. \qquad 1.28$$

Potom je přibližně ekvivalentní pro indukčnost i tento vzorec:

$$L \approx \mu_0 \cdot N^2 \cdot S_j \cdot (k/l_m) \,. \qquad 1.29$$

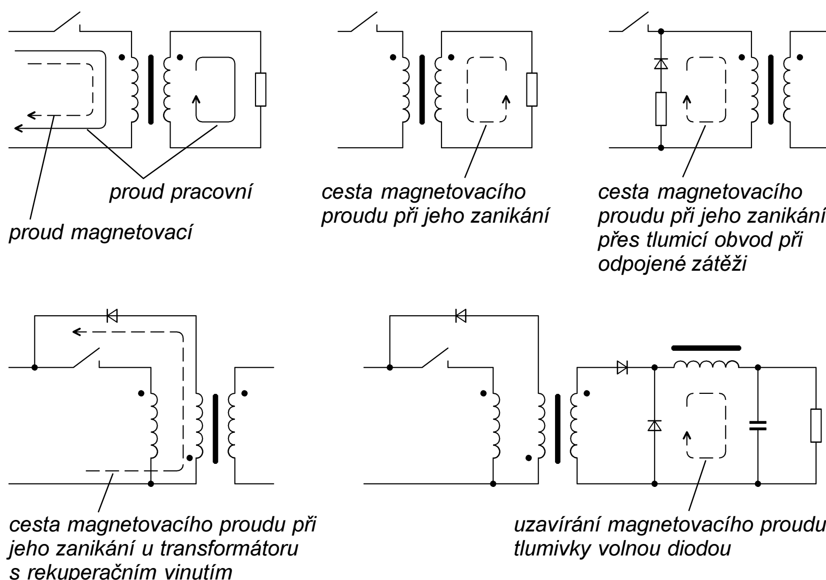
Vzorec však platí pro magnetické obvody s relativně velkými mezerami.

Z rovnice 1.25 vyplývá přibližná závislost, která značně usnadňuje a zjednodušuje výpočet transformátorů a tlumivek spínaných zdrojů. Z výpočtu vychází návrh, který se zpřesní proměřením realizovaného vzorku.

Tato nerovnost:

$$B_s/2 > \mu_0 \cdot \mu_e \cdot N \cdot I_{m\,max} / l_e \qquad 1.30$$

a dále uvedená nerovnost 1.33 by pro určitou velikost magnetické indukce neměly být při návrhu filtračních tlumivek porušeny.



Obr. 1.3. Různé cesty uzavírání magnetovacího proudu. Začátky vinutí vinutých ve shodném smyslu jsou označeny tečkami

Od velikosti magnetické indukce obvykle $B_s/2$ klesá vratná permeabilita strměji. Rovněž pro transformátory tato velikost magnetické indukce určuje výchozí bod návrhu. V případě malého ztrátového výkonu jádra smíme uvedené nerovnosti porušit tím, že použijeme větší magnetickou indukci.

Mezera se používá jen u takových magnetických obvodů, které jsou trvale protékané stejnosměrným proudem, na který je superponovaný proud střídavý. To se týká tlumivek a akumulačních měničů. Někdy se používají jádra s mezerou i ve dvojčinných měničích, má-li se zabránit některým nedostatkům, způsobeným nesymetrií spínačů.

U těch obvodů, kde mezera nutná není, se za μ_e dosadí počáteční permeabilita μ_p magnetického materiálu jádra.

Velikost magnetické indukce nasycení musí být uvažována ta, která je při pracovní teplotě jádra. Podobně také efektivní nebo počáteční permeabilita materiálu jádra. Tato okolnost je zvláště důležitá pro jádra feritová a jádra z amorfních magnetických materiálů.

Indukce $B_s/2$, uváděná v nerovnosti 1.30, je výsledná magnetická indukce, která je součtem magnetické indukce B_{ss}, způsobené trvale protékaným stejnosměrným proudem o stálé velikosti, a indukčním zdvihem ΔB, který je způsoben časově proměnnou periodickou činností zařízení.

Musí platit:

$$B_s/2 > B_{ss} + \Delta B . \qquad 1.31$$

Součtu indukcí $B_{ss} + \Delta B$ odpovídá magnetovací proud $I_{m\,max}$. Je-li pro N závitů vinutí vyhrazena plocha (průřez vinutí) S_v a má-li kruhový vodič o čistém průměru d činitel vinutí a_v, může se rovnice 1.30 přepsat do tvaru:

$$B_s/2 > \mu_0 \cdot \mu_e \cdot [a_v \cdot S_v/(d^2 \cdot l_s)] \cdot I_{m\,max} . \qquad 1.32$$

Průměr vodiče musí však být dimenzován na součet proudu pracovního a magnetovacího. Magnetovací proud u transformátorů se při určování průměru vodiče pro svoji malou velikost vzhledem k velikosti proudu pracovního obvykle neuvažuje.

Pro výpočet je praktický také upravený tvar výrazu 1.30:

$$B_s/2 > L \cdot I_{m\,max}/(N \cdot S_e) , \qquad 1.33$$

kde L je indukčnost vinutí:

$$L = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot N^2 \cdot (S_e/l_s) \qquad 1.34$$

nebo

$$V_e > \mu_0 \cdot \mu_e \cdot L \cdot I^2_{m\,max}/(B_s/2)^2 . \qquad 1.35$$

V_e je náhradní objem jádra ($V_e = l_e \cdot S_e$). První dvě rovnice se používají pro výpočet počtu závitů na cívkách s relativní malými mezerami ($\mu_e >> 1$).

Feritová jádra nemívají magnetický obvod se stálým průřezem. Za hodnotu $B_s/2$ se považuje magnetická indukce, která může být dosažena v nejužším průřezu jádra (tam, kde je magnetická indukce největší), neboť magnetický indukční tok je v celé délce magnetické siločáry stejný.

Počet závitů vinutí na jádru s relativně velkou mezerou ($\mu_e>1$) z rovnic 1.30, 1.34 a 1.28 je:

$$N = [(B_s/2) \cdot l_m/(\mu_0 \cdot I_{m\,max})] \cdot (1/k) , \qquad 1.36$$

$$N = \sqrt{[(L \cdot l_m/(\mu_0 \cdot S_e)) \cdot (1/k)]} . \qquad 1.37$$

Přestože magnetický odpor magnetického obvodu těchto jader je určen jen průřezem mezery a její délkou, nesmí být překročeny přípustná velikost magnetické indukce. Magnetický odpor materiálu se sice uvažuje nulový, přivádí však magnetický indukční tok do obvodu tvořeného průřezem mezery a její délkou. Současně však stále platí, že:

$$I_{m\,max} = U \cdot \delta \cdot T/L . \qquad 1.38$$

V dalším textu se rovněž používá pro proudy tlumivek těchto symbolů:

$$I_{m\,max} = I_{L0} + \Delta I_L , \qquad 1.39$$

kde $I_{L\,max}$ je maximální proud tlumivkou. I_{L0} je stálý proud tlumivkou a ΔI_L je amplituda periodického průběhu proudu v tlumivce.

Výpočet transformátorů a tlumivek spínaných zdrojů se usnadňuje další závislostí, vyjádří-li se plocha pro vinutí S_v průřezem jádra S_e a opačně.

Přibližný vztah mezi těmito průřezy pro některá feritová jádra je např. pro jádra E:

$$S_v \approx S_e , \qquad 1.40$$

pro hrníčková jádra:

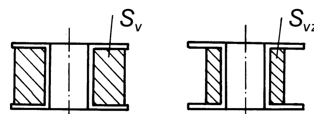
$$S_v \approx S_e/2{,}3 \qquad 1.41$$

a pro jádra RM:

$$S_v \approx S_e/1{,}6 . \qquad 1.42$$

S_v je průřez pro vinutí, určený okénkem pro vinutí např. na cívkovém tělísku. Má-li se okénko pro vinutí využít jen z části (např. jen z jedné poloviny kvůli tomu, aby se zmenšila kapacita vinutí), bude vztah mezi S_v a S_e např. pro hrníčková jádra (viz obr. 1.4):

$$S_v = S_{vz} , \quad \text{kde} \quad S_{vz} = N \cdot d^2/a_v , \qquad 1.43$$



Obr. 1.4. Zmenšený průřez vinutí

N je vypočítaný počet závitů, d je průměr vodiče, a_v je činitel vinutí, odpovídající určenému průměru vodiče a S_v je potom okénko pro vinutí u hledaného jádra.

U železoprachových jader se udává maximální přípustná hraniční velikost intenzity magnetického pole H_{jh} předmagnetování. Tato velikost je však různá pro různé materiály jader s různými permeabilitami. Je-li L_0 indukčnost filtrační tlumivky, musí být splněno:

$$L_0 \cdot I^2_{L\,max} < \mu_0 \cdot \mu_{tor} \cdot H^2_{jh} \cdot V_j . \qquad 1.44$$

Železoprachová jádra se téměř výlučně používají pro tlumivky, proto jsou zde použity symboly, které se používají při návrhu tlumivek.

Není-li jádro předmagnetováno stejnosměrným proudem, jak tomu je u transformátorů propustných a dvojčinných měničů, potom:

$$B_s/2 > \Delta B . \qquad 1.45$$

Periodicky proměnná magnetická indukce u akumulačních a propustných měničů je:

$$\Delta B = U_{1\,max} \cdot \delta \cdot T/(S_j \cdot N_1) = U_{1\,max} \cdot \delta \cdot T \cdot l_s/(N_1 \cdot V_j) \qquad 1.46a$$

a pro dvojčinné měniče

$$\Delta B = 2 \cdot B = U_{1\,max} \cdot \delta \cdot T/(S_j \cdot N_1) = U_{1\,max} \cdot \delta \cdot T \cdot l_s/(N_1 \cdot V_j) , \qquad 1.46b$$

kde U_{1max} je maximální napětí pravoúhlého impulsu o době trvání $\delta \cdot T$, které je připojené na vinutí s N_1 závity magnetického obvodu.

Pro homogenní obvod (jakým je např. toroid) je:

$$V_j = S_j \cdot l_s , \qquad 1.47a$$

pro nehomogenní obvod je:

$$V_e = S_e \cdot l_e . \qquad 1.47b$$

Indexem e, jak již bylo uvedeno, jsou označeny náhradní ekvivalentní rozměry.

Jednotky veličin uváděných ve vzorcích jsou se soustavy SI. Tam, kde jsou použity násobky těchto jednotek, jsou tyto jednotky vždy uvedeny.

Jediná odchylka v používání soustavy SI je jednotka teploty. Místo Kelvinů jsou použity stupně Celsia. Je to proto, že v praxi se používá Celsiova stupnice a přechod ze stupňů Celsia na Kelviny je snadný (ke stupňům Celsia se přičte konstanta 273,15).

Místo doporučeného značení teploty t a teplotního rozdílu Δt se používá značení ϑ a $\Delta\vartheta$. Písmeno t je vyhrazeno času.

2. Akumulační měniče

Energie se akumuluje buď v magnetickém poli tlumivky nebo v elektrickém poli kondenzátoru. Odtud se časovaným spínačem převádí na elektrický výkon pro spotřebič. Akumulační měniče jsou pro jednoduchost konstrukce a snadnou regulovatelnost nejpoužívanější. Měrný výkon na jednotku objemu je však u nich nejmenší.

2.1 Akumulační měniče s tlumivkou

Označují se také jako blokující měniče. Schémata akumulačních měničů s tlumivkou jsou na obr. 2.1.

Na obr. 2.1a1 je zapojení, ve kterém se výstupní napětí U_0 vůči vstupnímu napětí U_1 snižuje i zvyšuje ($U_0 <> U_1$). Zapojení napětí invertuje. V literatuře se označuje jako flyback nebo buck-boost nebo též jako měnič se společnou indukčností. Zapojení na obr. 2.1a2 a 2.1a3 mají shodné vlastnosti. Liší se zapojením transformátoru a diody D_1.

Na obr 2.1b je zapojení, které zvyšuje výstupní napětí ($U_0 > U_1$). Zapojení napětí neinvertuje. V literatuře se označuje jako boost nebo též jako měnič se společným tranzistorem.

Na obr 2.1c je zapojení, které snižuje výstupní napětí. V literatuře se označuje jako buck nebo též jako měnič se společnou diodou.

Po dobu $\delta \cdot T$, kdy je sepnut tranzistor, prochází tlumivkou vzrůstající magnetovací proud, který po vypnutí tranzistoru začne klesat. Směr proudu v tlumivce se však nemění. Zmenšuje se magnetický indukční tok. Napětí na vinutí tlumivky se změní na opačné. Dioda D_1 je nyní zapojena v propustném směru. Magnetovací proud tekoucí v původním směru nabíjí kondenzátor C_0, který je zdrojem napětí pro spotřebitelské obvody. Potřebné velikosti výstupního napětí a jeho stabilizace se dosáhne šířkovou modulací činitele plnění δ.

Návrh měniče vychází z předpokladu, že časová konstanta, určená indukčností tlumivky, vnitřním odporem zdroje, odporem tranzistoru v propustném směru, odporem vinutí a ztrátovým odporem jádra, který je vyjádřený sériovým odporem k indukčnosti vinutí, je mnohem delší než doba $\delta \cdot T$.

Podobně časová konstanta, určená indukčností tlumivky, odporem diody v propustném směru, odporem vinutí a ztrátovým odporem jádra, který je vyjádřen sériovým odporem k indukčnosti tlumivky a zatěžovacím odporem, je opět mnohem delší než doba $(1 - \delta) \cdot T$.

Napětí na vinutí má tvar pravoúhlých impulsů, protože vstupní stejnosměrné napětí U_1 je spínacím tranzistorem připojováno přímo k tlumivce.

Přibližná časová závislost mezi vstupním napětím U_1, indukčností L_0 a proudem I_L procházejícím indukčností je:

$$I_L = (U_1 / L_0) \cdot t \,. \qquad 2.1$$

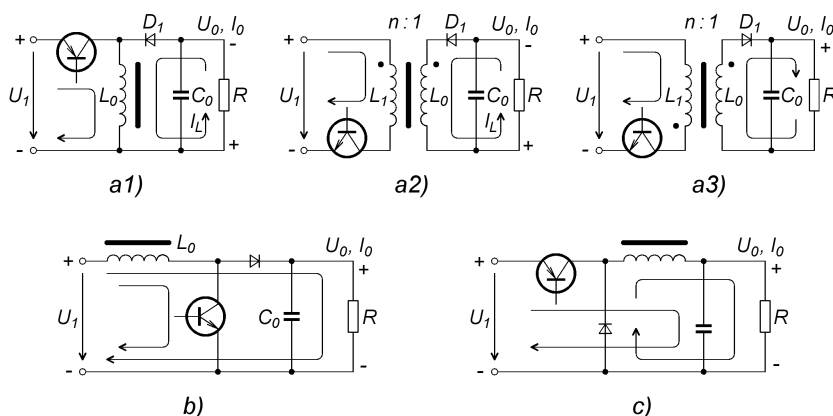
Indukčnost vinutí s jádrem se předpokládá stálá, alespoň do určité velikosti magnetické indukce (do $B_s/2$). Tento předpoklad je zvláště oprávněný, je-li v magnetickém obvodu tlumivky mezera. U jader akumulačních měničů je mezera vždy.

Při ustálené periodické činnosti je při vzrůstu a poklesu indukčního toku o tutéž hodnotu napěťová časová plocha při vzrůstu i poklesu cívkového indukčního toku vždy stejná.

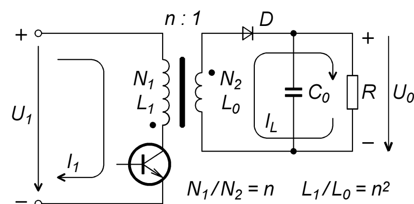
2.1.1 Akumulační měnič s transformátorem

Pro tento měnič (obr. 2.1a1) je rovnost napěťových ploch vyjádřena rovnicí:

$$U_1 \cdot \delta \cdot T = -U_0 \cdot (1 - \delta) \cdot T \,. \qquad 2.2$$



Obr. 2.1. Měniče s akumulační tlumivkou. a) Zapojení pro snižování i zvyšování a současnou inverzi výstupního napětí (flyback nebo buck-boost). V zapojeních a2) a a3) je akumulační tlumivkou vinutí transformátoru. b) Zapojení pro zvyšování napětí (boost). c) Zapojení pro snižování napětí (buck)



Obr. 2.2. Blokující izolovaný měnič (jako izolovaný měnič se označuje měnič s transformátorem). I_1 je proud při sepnutém a I_L při vypnutém tranzistoru. Napětí na vypnutém tranzistoru je $U_{CE} = U_1 + n \cdot U_0$, napětí v závěrném směru na diodě je $U_1/n + U_0$

Odtud potom:

$$U_0 = U_1 \cdot [\delta / (1 - \delta)] \cdot (-1) \,. \qquad 2.3$$

Společná indukčnost se může nahradit transformátorem, jak uvádí obr. 2.1a2 a 2.1a3. Tím se může rozšířit rozsah napětí, které lze měničem zpracovat, především se tím však galvanicky oddělí vstupní napětí od výstupního.

Pro zadané U_0, jmenovité U_1 a zvolený spínací kmitočet $1/T$ a střední hodnotu δ je převod transformátoru určen rovnicí:

$$U_0 = (1/n) \cdot U_1 \cdot [\delta / (1 - \delta)] \cdot (-1) \,. \qquad 2.4$$

Dále jsou uvedeny vlastnosti akumulačního měniče s transformátorem (obr. 2.1a2 a 2.1a3). Přechod na předchozí schéma (obr. 2.1a1) je jednoduchý - za n se dosadí 1.

Napětí na vypnutém tranzistoru je:

$$U_{CE} = U_1 + n \cdot U_0 \,. \qquad 2.5$$

Přitom napětí na diodě v závěrném směru je $(U_1/n) + U_0$. Protože $U_1/n = U_0$, je potřebné závěrné napětí diody minimálně $2 \cdot U_0$. Tyto mezní hodnoty se však pro zvětšení provozní jistoty dále zvětšují.

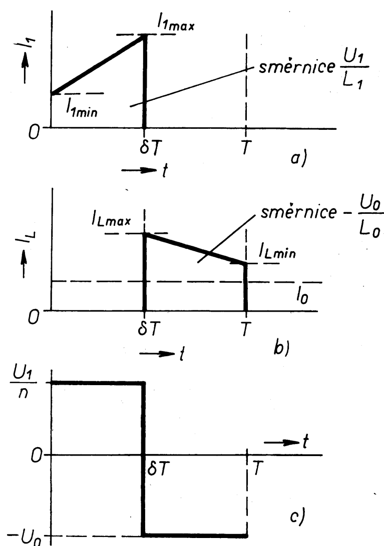
V době, kdy tranzistor vede (obr. 2.2), vzrůstá proud I_1 se směrnicí U_1/L_0. Diagram na obr. 2.3 je sestaven pro ustálený stav, kdy počáteční proud tlumivkou $I_{L\,min}$ pro $t = 0$ je stejný, jako proud tlumivkou pro $t = T$.

Je-li tranzistor vypnut, je napětí na sekundárním vinutí $-U_1/n$, což je přibližně $-U_0$, a směrnice poklesu proudu I_L je $-U_0/L_0$. Při menší velikosti L_0 je pokles strmější. Při určité velikosti $L_{0\,min}$ klesne proud z velikosti $I_{L\,max}$ na nulu tak, že proud tlumivkou je ještě nepřerušován. Při ještě menší velikosti L_0 je proud tlumivkou přerušován a tím se zvětšuje zvlnění usměrněného proudu (obr. 2.4).

Výstupní proud I_0 se určí z rovnice kontinuity:

$$I_0 \cdot T = [(I_{L\,max} + I_{L\,min})/2] \cdot (1 - \delta) \cdot T \,. \qquad 2.6$$

Pro: $\quad I_{L\,max} - I_{L\,min} = \Delta I_L \qquad 2.7$



Obr. 2.3. Průběhy napětí a proudu u blokujícího izolovaného měniče z obr. 2.2: a) proud kolektorem, b) proud diodou, c) napětí na sekundárním vinutí

lze rovnici 2.6 upravit :

$$I_0 = [I_{L\,max} - (\Delta I_L/2)]\cdot(1 - \delta) \qquad 2.8$$

ΔI_L by nemělo být větší než $0{,}2\cdot I_0$, aby napětí na kondenzátoru C_0 bylo málo zvlněné. δ bývá v rozsahu od 0,1 do 0,5.

Pro ΔI_L rovném $0{,}2\cdot I_0$ a δ o velikosti 0,3 je indukčnost L_0 rovna:

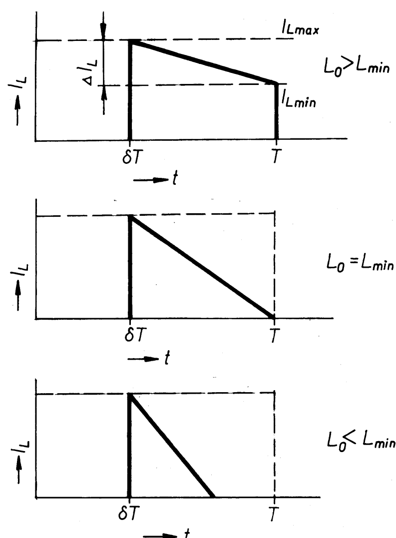
$$L_0 = [U_0\cdot(1 - \delta)\cdot T]/0{,}2\cdot I_0 =$$
$$= (U_0/I_0)\cdot 0{,}7\cdot T. \qquad 2.9$$

Indukčnost primárního vinutí je:

$$L_1 = n^2\cdot L_0\,. \qquad 2.10$$

Proud $I_{L\,max}$ určuje max. velikost indukce v jádru. Maximální proud v primárním vinutí, který je důležitý pro dimenzování spínacího tranzistoru, je:

$$I_{1\,max} = I_{L\,max}/n\,. \qquad 2.11$$



Obr. 2.4. Proud tlumivkou při její různé indukčnosti a stálém odběru proudu

Rozdíl $I_{Lmax} - \Delta I_L$ určuje stálou neperiodickou velikost magnetické indukce a ΔI_L její proměnnou velikost.

Kolísá-li vstupní napětí v rozsahu U_{1min} až U_{1max}, určí se nejmenší velikost činitele plnění podle vztahu:

$$\delta_{min} = n\cdot U_0/(n\cdot U_0 + U_{1max})\,. \qquad 2.12$$

Záměnou indexů by se určila největší velikost činitele plnění.

Nejvyšší přípustný spínací kmitočet $f = 1/T$ je omezen přijatelnou účinností měniče. Účinost je určena především zotavovacími dobami spínacího tranzistoru a diody, ztrátovým výkonem jádra, odporem vinutí a odporem diody a tranzistoru v sepnutém stavu. Zotavovací doby by neměly překročit velikost $0{,}1\cdot T$.

Výkon, který může měnič předat, aniž bychom uvažovali účinnost, se určí z energie A_1, která je nahromaděna v magnetickém poli tlumivky.

Pro neizolovaný měnič je:

$$A_1 = 0{,}5\cdot L_0\cdot I^2_{L\,max} \quad (I_{L\,min} = 0). \qquad 2.13$$

Pro izolovaný měnič je:

$$A_1 = 0{,}5\cdot L_1\cdot I^2_{1\,max} \quad (I_{L\,min} = 0). \qquad 2.14$$

Při započtení nedokonalé magnetické vazby mezi primárním a sekundárním vinutím transformátoru by byla předaná energie (aniž by se uvažovala účinnost):

$$A_1 = 0{,}5\cdot(1 - \sigma)\cdot L_1\cdot I^2_{1\,max} \quad (I_{L\,min} = 0), \qquad 2.15$$

kde σ je činitel rozptylu vinutí.

Úpravou např. rovnice 2.13 se odvodí, jak magnetické vlastnosti jádra a jeho rozměry ovlivňují výkon měniče:

$$P_1 = A_1/T = \Delta B^2\cdot S_j\cdot l_s/(2\cdot T\cdot\mu_0\cdot\mu_e)\,. \qquad 2.16$$

Při $I_{L\,min} = 0$ odpovídá ΔB nejvýše $B_s/2$. Objem jádra je $S_j\cdot l_s$.

Maximální proud kolektoru je:

$$I_{C\,max} = I_{1max} =$$
$$= (U_1\cdot\delta\cdot T/L_1) + 1{,}3\cdot I_0/n\,. \qquad 2.17$$

Poslední člen pravé strany rovnice 2.17 zvětšuje ochranu tranzistoru před přetížením.

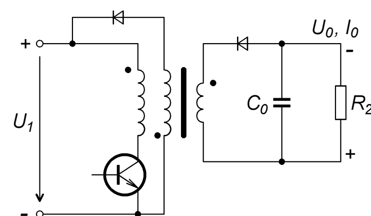
Z rovnice 2.17 (bez uvažování ochranného členu) je možné odvodit první návrh indukčnosti L_1 :

$$L_1 = U^2_1\cdot\delta^2\cdot T/(2\cdot P_0)\,. \qquad 2.18$$

Použitá velikost indukčnosti L_1 však bývá několikanásobně větší.

Rekuperační vinutí se používá u akumulačního měniče s transformátorem (obr. 2.5) tehdy, požaduje-li se činnost i nezatíženého měniče.

Demagnetovací proud se v době $(1 - \delta)\cdot T$ neuzavírá zátěží, která při chodu naprázdno není připojena, ale



Obr. 2.5. Akumulační měnič s transformátorem s rekuperačním vinutím

rekuperačním vinutím zpět do zdroje. Rekuperační vinutí zvětšuje účinnost měniče. Rekuperační vinutí má stejný počet závitů jako to vinutí, ke kterému je přes diodu připojeno. Obě vinutí mají mít co nejtěsnější vazbu.

Proud procházející vinutím akumulačního měniče má složku stálou (pro $I_{L\,min} > 0$), která jádro stejnosměrně magneticky polarizuje, a složku periodicky proměnnou. Tedy i magnetická indukce má dvě složky.

Aby se omezil vliv stálé magnetické polarizace, musí mít magnetický obvod jádra mezeru. Celková výsledná největší magnetická indukce nesmí překročit určitou maximální velikost, která zaručuje dobré využití magnetických vlastností jádra. Touto maximální velikostí je obvykle polovina magnetické indukce nasycení. Platí tedy:

$$B_s/2 > \mu_0\cdot\mu_e\cdot H_{0\,max}\,, \qquad 2.19$$

což je jinak napsaná rovnice 1.30. $H_{0\,max}$ je vrcholová hodnota náhradní (pomyslné) intenzity magnetického pole v jádru s vinutím o N závitech, kterým protéká proud $I_{m\,max}$. Délka magnetické siločáry v jádru je l_s (resp. náhradní délka siločáry je l_e). Efektivní permeabilita jádra je μ_e.

Úpravou rovnice 1.30 se získá podmínka pro přibližný objem V_e jádra tlumivky L_0 (dříve uvedená rovnice 1.35):

$$V_e > \mu_0\cdot\mu_e\cdot L_0\cdot I^2_{L\,max}/(B_s/2)^2. \qquad 2.20$$

Zvolí se jádro, které má nejbližší větší objem než je V_e a zjistí se S_e a l_e tohoto jádra.

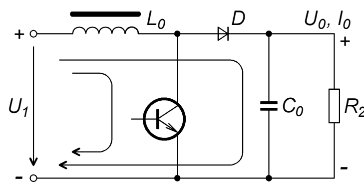
Periodicky proměnná složka magnetické indukce ΔB pro určení ztrát v jádru tlumivky se získá z rovnice:

$$\Delta B = L_0\cdot\Delta I_L/(N\cdot S_j)\,. \qquad 2.21$$

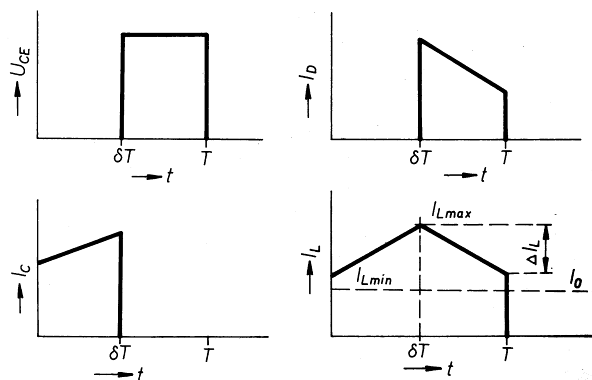
Zvolí-li se indukční zdvih, určí se z poslední rovnice počet závitů pro indukčnost L_0. Hledá se vhodná velikost efektivní permeability jádra, aby byla splněna rovnice pro určení indukčnosti vinutí. S_j je v tomto případě nejmenší průřez jádra.

2.1.2 Akumulační měniče se vzestupným napětím

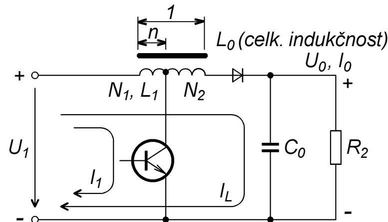
Schéma tohoto typu měniče je na obr. 2.6. Z rovnosti napěťových ploch vyplývá:



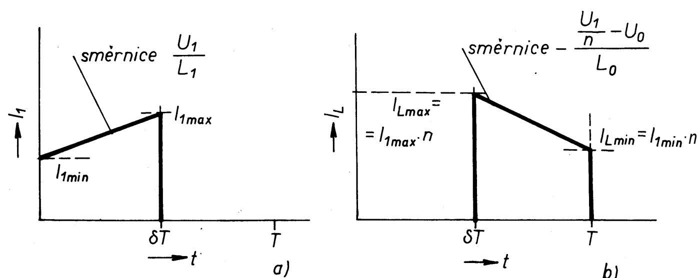
Obr. 2.6. Akumulační měnič se vzestupným napětím



Obr. 2.7. Některé průběhy napětí a proudů u akumulačního měniče se vzestupným napětím z obr. 2.6



Obr. 2.8. Tlumivka s odbočkou u akumulačního měniče se vzestupným napětím. Transformační poměr tlumivky s odbočkou (autotransformátoru) je: $1 : n = (N_2 + N_1)/N_1$; $n < 1$



Obr. 2.9. Proud v tlumivce z obr. 2.8: a) v části s odbočkou, b) v celé tlumivce

$$U_1 \cdot \delta \cdot T = (U_0 - U_1) \cdot (1 - \delta) \cdot T \qquad 2.23$$

a
$$U_0 = U_1 \cdot 1/(1 - \delta)\,. \qquad 2.24$$

Vlastnosti měniče (zdroje) vyplývají z obdobného rozboru, jako v předchozím případě (obr. 2.7).

Výstupní proud zdroje je:

$$I_0 = 0{,}5 \cdot (I_{L\,max} + I_{L\,min}) \cdot (1 - \delta)\,, \qquad 2.25$$

závěrné napětí tranzistoru je:

$$U_{CE\,max} > U_0 + U_D\,, \qquad 2.26$$

maximální proud tranzistoru je:

$$I_{C\,max} = U_1 \cdot \delta \cdot T / L_0\,, \qquad 2.27$$

závěrné napětí diody je min U_0.

Postup určení L_0, V_e, S_e, l_e a N je stejný, jako u invertujících akumulačních měničů.

2.1.3 Tlumivka s odbočkou u akumulačního měniče se vzestupným napětím

Pro dosažení většího poměru U_0/U_1, kterého nelze dosáhnout velikostí činitele plnění, se používá vinutí tlumivky s odbočkou (obr. 2.8).

Z rovnosti napěťových ploch na celém vinutí tlumivky vyplývá:

$$(1/n) \cdot U_1 \cdot \delta \cdot T = (U_0 - U_1) \cdot (1 - \delta) \cdot T\,. \qquad 2.28$$

Odtud:

$$U_0 = [U_1/(1 - \delta)] \cdot (1 - \delta + \delta/n)\,. \qquad 2.29$$

Tlumivka působí jako autotransformátor s převodem:

$$n = N_1/(N_1 + N_2)\,. \qquad 2.30$$

Je-li např. proud:

$$I_{1\,max} = U_1 \cdot \delta \cdot T / L_1\,, \qquad 2.31$$

je proud $I_{L\,max}$:

$$I_{L\,max} = I_{1\,max} \cdot n\,. \qquad 2.32$$

Je-li indukčnost celé tlumivky L_0, má část L_1 indukčnost $L_1 = L_0 \cdot n^2$.

Při napětí U_1 na dílčí cívce L_1 je na celé cívce L_0 napětí U_1/n.

Průběh proudů pro zjištění jejich efektivních hodnot (pro určení průměrů vodičů) je naznačen na obr. 2.9.

2.1.4 Akumulační měniče se sestupným napětím

Schéma tohoto typu měniče je na obr. 2.10. Z rovnosti napěťových ploch vyplývá:

$$(U_0 - U_1) \cdot \delta \cdot T = U_0 \cdot (1 - \delta) \cdot T \qquad 2.33$$

a odtud:

$$U_0 = U_1 \cdot \delta\,. \qquad 2.34$$

Výstupní proud měniče je:

$$I_0 = 0{,}5 \cdot (I_{L\,max} + I_{L\,min}) \cdot (1 - \delta)\,. \qquad 2.35$$

Závěrné napětí tranzistoru je:

$$U_{CE\,max} > U_1\,, \qquad 2.36$$

maximální proud tranzistoru je:

$$I_{C\,max} = I_0 + (\Delta I_L/2)\,. \qquad 2.37$$

Závěrné napětí diody má být větší než U_1.

Postup určení hodnot L_0, V_e, S_e, l_e a N je stejný jako u invertujícího akumulačního měniče.

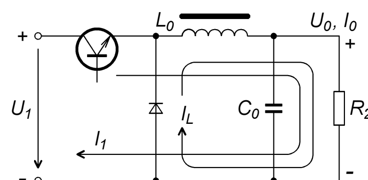
Průběh některých napětí a proudů je naznačen na obr. 2.11.

2.1.5 Tlumivka s odbočkou u akumulačního měniče se sestupným napětím

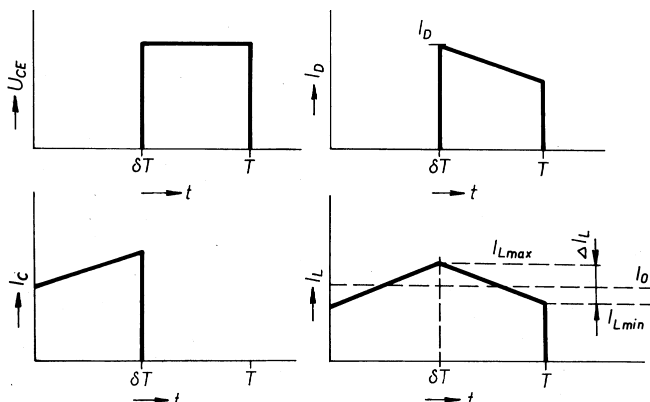
Zapojení měniče je na obr. 2.12. Z rovnosti napěťových ploch na celém vinutí tlumivky vyplývá:

$$(U_1 - U_0) \cdot \delta \cdot T = n \cdot U_0 \cdot (1 - \delta) \cdot T\,. \qquad 2.38$$

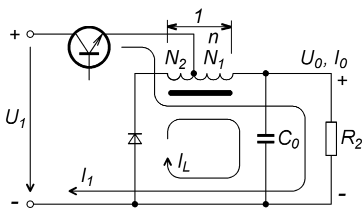
Odtud potom:



Obr. 2.10. Akumulační měnič se sestupným napětím



Obr. 2.11. Některé průběhy napětí a proudů u akumulačního měniče se sestupným napětím z obr. 2.10



Obr. 2.12. Tlumivka s odbočkou u akumulačního měniče se vzestupným napětím. Transformační poměr tlumivky s odbočkou (autotransformátoru) je: $1 : n = (N_2 + N_1)/N_1$; $n < 1$

$$U_0 = U_1 \cdot \delta / [\delta \cdot (1 - n) + n]. \quad 2.39$$

Tlumivka působí jako autotransformátor s převodem:

$$n = N_1 / (N_1 + N_2). \quad 2.40$$

Pro:

$$I_{1\,max} = U_1 \cdot \delta \cdot T / L_1, \quad 2.41$$

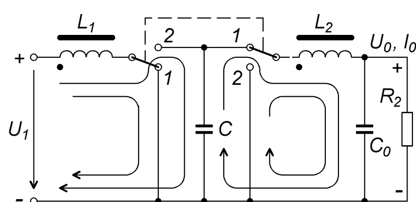
je proud $I_{L\,max}$:

$$I_{L\,max} = I_{1\,max} \cdot n. \quad 2.42$$

Je-li indukčnost celé cívky L_0, má část cívky s počtem závitů N_1 indukčnost $L_1 = L_0 \cdot n^2$.

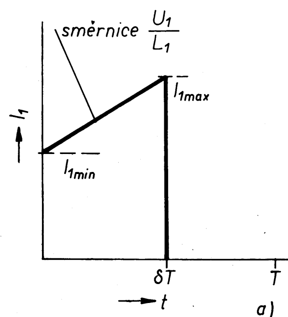
Při napětí U_{L1} na dílčí cívce L_1 je na celé cívce L_0 napětí U_{L1}/n.

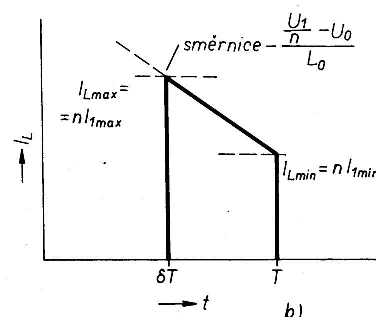
Průběh proudů pro zjištění jejich efektivních hodnot (kvůli určení průměrů vodičů) je na obr. 2.13.



Obr. 2.14. Princip akumulačního měniče s kondenzátorem a dvěma synchronními přepínači

Obr. 2.13. Proud v tlumivce z obr. 2.12: a) v části s odbočkou, b) v celé tlumivce





2.2 Akumulační měniče s kondenzátorem

U těchto měničů se energie ukládá jako elektrická energie nabitého kondenzátoru. Objemná a hmotná tlumivka akumulačního měniče je zde nahrazena kondenzátorem, který umožňuje snížit objem i hmotnost měniče. Předností je galvanické oddělení živých svorek výstupu a vstupu bez použití transformátoru. I tak však tyto měniče obsahují vinuté tlumivky. Nevýhodou je větší počet součástek a s tím související vyšší cena.

Princip měniče s kondenzátorem je znázorněn na obr. 2.14. V poloze 1 přepínačů se magnetuje tlumivka L_1 proudem ze zdroje a nabitý kondenzátor C se vybíjí přes tlumivku L_2 do zátěže. V poloze 2 přepínače se kondenzátor C nabíjí magnetovacím proudem tlumivky L_1 a magnetovací proud tlumivky L_2 odtéká do zátěže. Do zátěže se předává jen energie z kondenzátoru. Tlumivky L_1 a L_2 regulují nabíjecí a vybíjecí proud kondenzátoru.

Schéma se zjednodušuje nahrazením druhého přepínače diodou. U tlumivek se zde využívá té vlastnosti, že magnetovací proud tlumivky klesá na nulu při změně polarity napětí na tlumivce a velikost tohoto napětí se nastaví taková, aby mohl odtéci magnetovací proud.

Měniče tohoto typu jsou odolné proti zkratu. Z hlediska navázání budicích obvodů je výhodné zapojení s uzemněným spínačem. Úpravou tlumivek lze dosáhnout zmenšení výstupního napětí. Některé měniče invertují napětí, jiné jsou neinvertující.

Bylo vypracováno několik používaných zapojení. Jsou dvě základní zapojení: Čukův měnič, pojmenovaný podle autora, a SEPIC. Označení SEPIC je odvozeno od anglického pojmenování Single Ended Primary Inductance Converter.

Přehled akumulačních měničů s kondenzátorem je na obr. 2.15.

2.2.1 SEPIC s uzemněným spínačem

Činnost akumulačního měniče s kondenzátorem bude vysvětlena na zapojení SEPICu s uzemněným spínačem (obr. 2.16). Činnost ostatních zapojení vyplývá z popisu činnosti tohoto měniče.

Schémata, které náleží ke dvěma fázím činnosti měniče (v částech periody 0 až $\delta \cdot T$ a $\delta \cdot T$ až T) jsou na obr. 2.17. Na tomto obrázku jsou rovněž uvedeny průběhy proudů a napětí na indukčnostech L_1 a L_2.

Indukčnost L_2 působí pro diodu jako přepínač: v době 0 až $\delta \cdot T$ je dioda blokována polaritou napětí na tlumivce L_2. Ve fází $\delta \cdot T$ až T proud I_2 klesá, napětí na tlumivce L_2 se změní na opačné a dioda je polarizována v propustném směru.

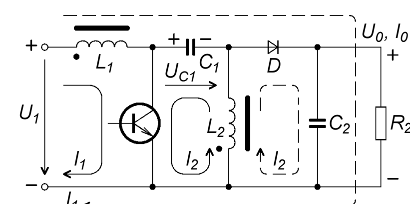
Pro napěťovou plochu tlumivky L_1 (rozbor bez uvažování ztrát) platí:

$$U_1 \cdot \delta \cdot T = (1 - \delta) \cdot T \cdot (U_C + U_0 - U_1). \quad 2.43$$

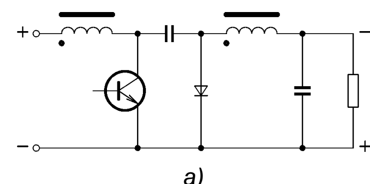
Pro napěťovou plochu tlumivky L_2 platí:

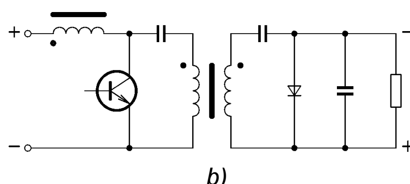
$$U_C \cdot \delta \cdot T = (1 - \delta) \cdot T \cdot U_0. \quad 2.44$$

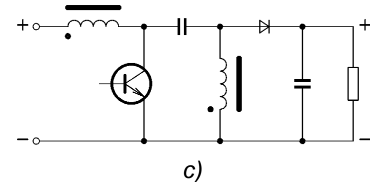
Z řešení soustavy dvou předchozích rovnic vyplývá:

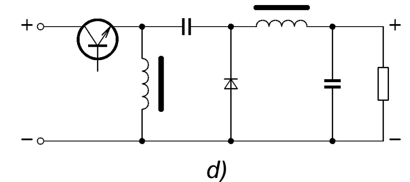


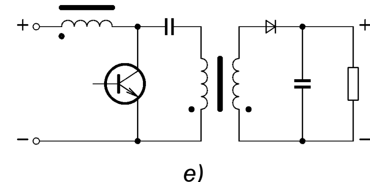
Obr. 2.16. Schéma měniče SEPIC s uzemněným spínačem





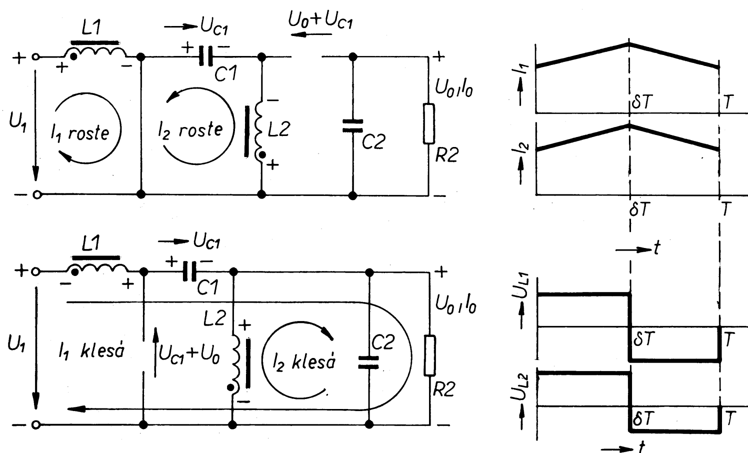




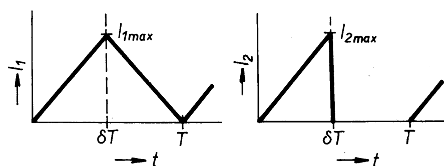


a) Čukův měnič
b) Čukův měnič s transformátorem
c) SEPIC s uzemněným spínačem
d) SEPIC s neuzemněným spínačem
e) SEPIC s uzemněným spínačem a s transformátorem

Obr. 2.15. Některá zapojení akumulačních měničů s kondenzátorem



Obr. 2.17. Průběhy některých napětí a proudů v SEPICu s uzemněným spínačem. Nahoře je náhradní schéma měniče v době 0 až $\delta \cdot T$, kdy se kondenzátor C1 vybíjí. Dole je náhradní schéma v době $\delta \cdot T$ až T, kdy se C1 nabíjí



Obr. 2.18. Kritické, ještě nepřerušované průběhy proudů I_1 a I_2

$$U_0 = U_1 \cdot \delta / (1 - \delta), \quad 2.45$$

$$\delta = U_0/(U_0 + U_1) \quad 2.46$$

a

$$U_C = U_1. \quad 2.47$$

Z rovnosti výkonů:

$$U_1 \cdot I_1 = U_0 \cdot I_0 \quad 2.48$$

a z rovnice 2.46 vyplývá, že:

$$I_1 = I_0 \cdot \delta / (1 - \delta). \quad 2.49$$

Rovnice kontinuity je:

$$I_0 = (I_1 + I_2) \cdot (1 - \delta). \quad 2.50$$

Z rovnic 2.49 a 2.50 vyplývá, že:

$$I_0 = I_2 \quad 2.51$$

Indukčnosti tlumivek L_1 a L_2 se určí z kritického (nepřerušovaného) průběhu proudů I_1 a I_2 (průběh proudů I_1 a I_2 je znázorněn na obr. 2.18). Pro výpočet použijeme vztahů:

$$L_1 = U_1 \cdot \delta \cdot T / I_{1\,max}, \quad 2.52$$

$$I_{1\,max} = 2 \cdot I_0 \cdot \delta / (1 - \delta), \quad 2.53$$

$$L_1 = U_1 \cdot (1 - \delta) \cdot T / (2 \cdot I_0), \quad 2.54$$

$$L_2 = U_C \cdot \delta \cdot T / I_{2\,max} = U_1 \cdot \delta \cdot T / (2 \cdot I_0). \quad 2.55$$

Poměr L_2/L_1 je:

$$L_2/L_1 = \delta / (1 - \delta) = U_0/U_1. \quad 2.56$$

Obě tlumivky jsou protékané současně proudy ve stejném smyslu. Mohou být vinuty na témže jádru. Jádro v magnetickém obvodu musí mít mezeru.

Výkon přenášený měničem SEPIC s uzemněným spínačem je:

$$P = 0{,}5 \cdot C \cdot (U^2_C - U^2_{C\,min}) \cdot \eta / T \quad 2.57$$

kde $U_{C\,min}$ je napětí na kondenzátoru v jeho vybitém stavu.

3. Propustné měniče

Propustné měniče mají pevný kmitočet a pracují periodicky. Pro galvanické oddělení výstupu zdroje od vstupu se používá transformátor (obr. 3.1). Bez transformátoru zapojení přechází na akumulační měnič se sestupným napětím (viz kapitola 2, obr. 2.1c).

V první části periody v době 0 až $\delta \cdot T$ se výkon transformátoru předává - propouští - na výstup a současně se energie akumuluje v magnetickém poli tlumivky. Po dobu zbývající části periody (od $\delta \cdot T$ do T) je tlumivka od transformátoru oddělena a na výstup se dodává jen energie nahromaděná v magnetickém poli tlumivky.

V první části periody je transformátor svojí činností blízký činnosti impulsního transformátoru s tím rozdílem, že dioda D_1 umožňuje přenos proudu jen jedné polarity. Zátěž je tím oddělena od transformátoru a vypnutým spínačem je i transformátor oddělen od zdroje. Magnetovací proud se uzavírá rekuperačním vinutím s diodou D_3 do zdroje a nabíjí filtrační kondenzátory zdroje. Rekuperační dioda D_3 musí mít velmi krátkou dobu zotavení.

Při sepnutém spínači v době 0 až $\delta \cdot T$ prochází proud ze zdroje primárním vinutím transformátoru a transformuje se do sekundárního vinutí. Ze sekundárního vinutí prochází proud diodou D_1 a vinutím tlumivky L_0 do zátěže.

Při vypnutém spínači v době od $\delta \cdot T$ do T je proud buzen energií nahromaděnou v magnetickém poli tlumivky a bez přerušení prochází do zátěže (a uzavírá se opět diodou D_2).

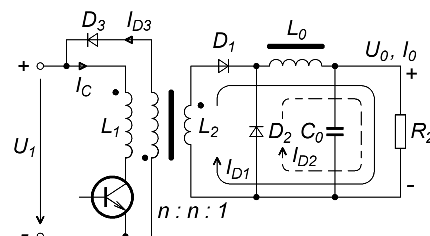
Primárním vinutím transformátoru procházejí dvě složky proudu. Magnetovací proud a proud transformovaný do zátěže. Magnetovací proud vytváří magnetické pole v jádru transformátoru. Součástí magnetovacího proudu je i proud, který kryje ztrátový výkon, spojený se vznikem magnetického pole v jádru. Jádro se otepluje. Magnetovací proud je jen malou částí proudu v primárním vinutí.

Proud procházející tlumivkou je její proud magnetovací. Vytvoří její magnetické pole, ve kterém je akumulována energie. Ta ve formě elektrické energie se přenáší do zátěže. Proud tlumivkou obsahuje také část periodicky proměnnou. Ta vyvolá i periodicky proměnné magnetické pole, se kterým je spojen ztrátový výkon v jádru.

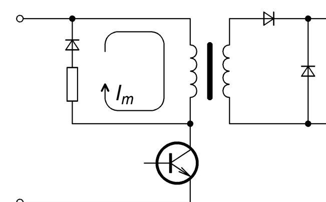
Magnetovací proud transformátoru je dodáván ze zdroje. Po dobu sepnutí tranzistoru tento proud v závislosti na čase lineárně vzrůstá. Při vypnutém spínači magnetovací proud klesá na nulu z velikosti, které dosáhl před přerušením. Protože při vypnutí spínače se změnilo napětí na transformátoru na opačné, dioda D_1 je polarizována v nepropustném směru. Proud vzniklý z akumulované energie v L_0 se přes zátěž uzavírá volnou diodou D_2.

K uzavření magnetovacího proudu transformátoru v době od $\delta \cdot T$ do T slouží rekuperační vinutí s diodou D_3. Primární i rekuperační vinutí mají stejný počet závitů, jsou vinuta těsně k sobě (někdy i bifilárně), aby se zabránilo tvoření špiček napětí na vinutí. Uzavření magnetovacího proudu (na úkor zhoršené účinnosti) může být zajištěno i dodatečným obvodem s tlumicím rezistorem (obr. 3.2).

Protože tlumivka tohoto typu měniče je trvale magnetována pulsujícím stejnosměrným proudem, musí mít



Obr. 3.1. Propustný měnič s akumulační tlumivkou



Obr. 3.2. Uzavření magnetovacího proudu I_m dodatečným obvodem

v magnetickém obvodu mezeru o relativní velikosti několik procent.

Naproti tomu transformátor propustného měniče je magnetován proudem mnohem menším, než je proud transformovaný do zátěže. Zatěžovací proudy v primárním a v sekundárním vinutí vytváří v jádru transformátoru magnetická pole opačného směru, která se vzájemně ruší. Zbývá magnetické pole, které je vytvářené jen magnetovacím proudem. Ten bývá menší než 1/10 celkového proudu v primárním vinutí. Není nutné proto zavádět mezeru do magnetického obvodu transformátoru.

Obvykle se však do magnetického obvodu transformátoru zavádí malá mezera o relativní délce 0,1 až 0,01 %, která zmenšuje nasycenou remanenci materiálu jádra. Důsledkem je zmenšení efektivní permeability jádra přibližně na jednu polovinu velikosti počáteční permeability.

Mezi magnetovacím proudem I_m, který protéká primárním vinutím transformátoru s N_1 závity, proudem v primárním vinutí I_1 vyvolaným zátěží a sekundárním proudem I_2, který prochází vinutím o N_2 závitech a odtéká do akumulační tlumivky, platí vztah:

$$N_1 \cdot I_1 + N_2 \cdot I_2 = N_1 \cdot I_m . \qquad 3.1$$

Protože I_1 a I_2 jsou téměř v protifázi, je $I_m << I_1$.

Z napěťové plochy (bez uvažování ztrát) :

$$(U_1 - n \cdot U_0) \cdot \delta \cdot T = n \cdot U_0 \cdot (1 - \delta) \cdot T \qquad 3.2$$

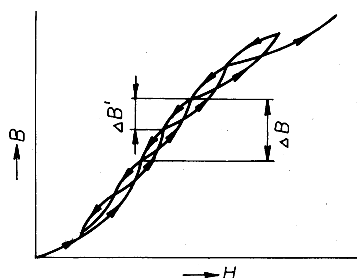
vyplývá, že:

$$U_0 = (U_1/n) \cdot \delta . \qquad 3.3$$

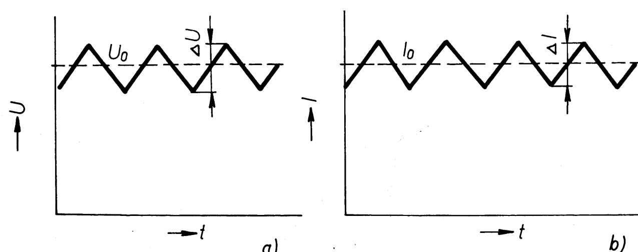
Napájecí napětí U_1 může být proměnné jen v určitých mezích. Těm potom odpovídají určité velikosti činitele plnění:

$$U_{1\,max}/U_{1\,min} = \delta_{max}/\delta_{min} . \qquad 3.4$$

U transformátorů s rekuperačním vinutím nesmí být δ_{max} větší než 0,5. Je nutné, aby obě napěťové plochy pro $\delta_{max} \cdot T$ a $(1 - \delta_{max}) \cdot T$ byly stejné.



Obr. 3.3. Posun pracovního bodu po hysterezní křivce pro dosažení shodnosti napěťových ploch při vzrůstu napětí v intervalu 0 až $\delta_{max} \cdot T$ (tomu odpovídá ΔB) a při poklesu napětí v intervalu $\delta_{max} \cdot T$ až T (tomu odpovídá $\Delta B'$)



Obr. 3.4. K definici filtračního činitele napětí (a) a filtračního činitele proudu (b)

To nebude možné, budou-li předem určena napětí pro obě napěťové plochy, jako je tomu při upnutí jednoho vinutí rekuperační diodou na určité napětí. Nemohou-li být obě napěťové plochy stejně velké, nastává posun pracovního bodu po magnetovací křivce do nasycení (obr. 3.3), neboť indukční zdvih pro obě napěťové plochy nemůže být stejný. Přitom neúměrně vzroste magnetovací proud, což povede k přetížení spínacího tranzistoru a k jeho havárii. Vstupní napětí může být zpracováno jen v takovém rozsahu, jaký umožní rozsah regulace činitele plnění řídicím integrovaným obvodem.

Ke stejnosměrnému výstupnímu napětí U_0 je superponováno zvlněné napětí o mezivrcholové velikosti ΔU.

Filtrační činitel F_r napětí je určen poměrem (viz obr. 3.4a):

$$F_r = \Delta U/U_0 . \qquad 3.5$$

Filtrační činitel proudu F je určen poměrem (viz obr. 3.4b):

$$F = I_0/\Delta I_L . \qquad 3.6$$

Zvlněné napětí ΔU na výstupním filtračním kondenzátoru je:

$$\Delta U = \Delta I_L \cdot ESR , \qquad 3.7$$

kde *ESR* je sériový odpor filtračního kondenzátoru (equivalent series resistance).

Filtrační činitel napětí bývá požadován 10^{-3}, filtrační činitel proudu 10. Sériový odpor filtračního kondenzátoru bývá jednotky až desítky miliohmů.

Ze společného vztahu mezi činiteli F_r a F vyplývá:

$$ESR/R_2 = F_r \cdot F , \qquad 3.8$$

kde R_2 je odpor zátěže. *ESR* filtračního kondenzátoru by měl být menší než procento odporu zátěže.

Tlumivka

V době, kdy je sepnut spínací tranzistor, prochází vinutím tlumivky L_0 proud, který z minimální velikosti $I_{L\,min}$ za dobu δ vzroste na:

$$I_{L\,max} = I_{L\,min} + [((U_1/n) - U_0)/L_0] \cdot \delta \cdot T \qquad 3.9$$

(neuvažují se úbytky napětí na odporech vinutí transformátoru a tlumivky, na rozptylové indukčnosti transformátoru, na spínacím tranzistoru a na diodě a ani ztrátový výkon v jádru transformátoru a tlumivky).

Na velikost $I_{L\,min}$ klesne proud z velikosti $I_{L\,max}$ za dobu $(1 - \delta) \cdot T$:

$$I_{L\,min} = I_{L\,max} - (U_0/L_0) \cdot (1 - \delta) \cdot T . \qquad 3.10$$

Střední hodnota proudu, který je odebírán spotřebičem, je:

$$I_0 = 0{,}5 \cdot (I_{L\,max} + I_{L\,min}) . \qquad 3.11$$

Zvlnění proudu ΔI_L předávaného do spotřebiče je:

$$\Delta I_L = I_{L\,max} - I_{L\,min} = U_0 \cdot (1 - \delta) \cdot T/L_0 . \qquad 3.12$$

Zvlnění proudu závisí na velikosti indukčnosti L_0. Pro minimální indukčnost $L_{0\,min}$ je $I_{L\,min} = 0$. Proud tlumivkou není sice ještě přerušován, ale zvlnění proudu je značné.

Filtrační činitel F proudu se volí 10 až 20. Čím větší bude F, tím bude sice menší zvlnění, avšak tím delší bude trvání t_r přechodného děje při změně zatížení zdroje.

Pro dobu ustálení výstupního napětí při skokové změně napájecího napětí o 10 % byl vypozorován vztah $t_r \approx F \cdot T$.

Pro $\Delta I_L = 2 \cdot I_0$, tj. pro $I_{L\,min} = 0$ (z rovnice 3.10) vychází:

$$L_{0\,min} = U_0 \cdot (1 - \delta) \cdot T/(2 \cdot I_0) . \qquad 3.13$$

Tato velikost indukčnosti se potom podle požadavku na filtrační činitel proudu F-krát zvětší.

Magnetovací cyklus jádra tlumivky se skládá z malých hysterezních smyček, které vycházejí ze zdánlivé remanence, která vlivem mezery v jádru je téměř nulová. Maximální velikost proudu $I_{L\,max}$ nesmí způsobit v jádru indukci větší než $B_s/2$. V této hodnotě je zahrnuta i periodicky proměnná magnetická indukce ΔB:

$$\Delta B = U_0 \cdot (1 - \delta) \cdot T/(N \cdot S_j) = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot N \cdot \Delta I_L / l_s , \qquad 3.14$$

která ovlivňuje ztrátový výkon v jádru.

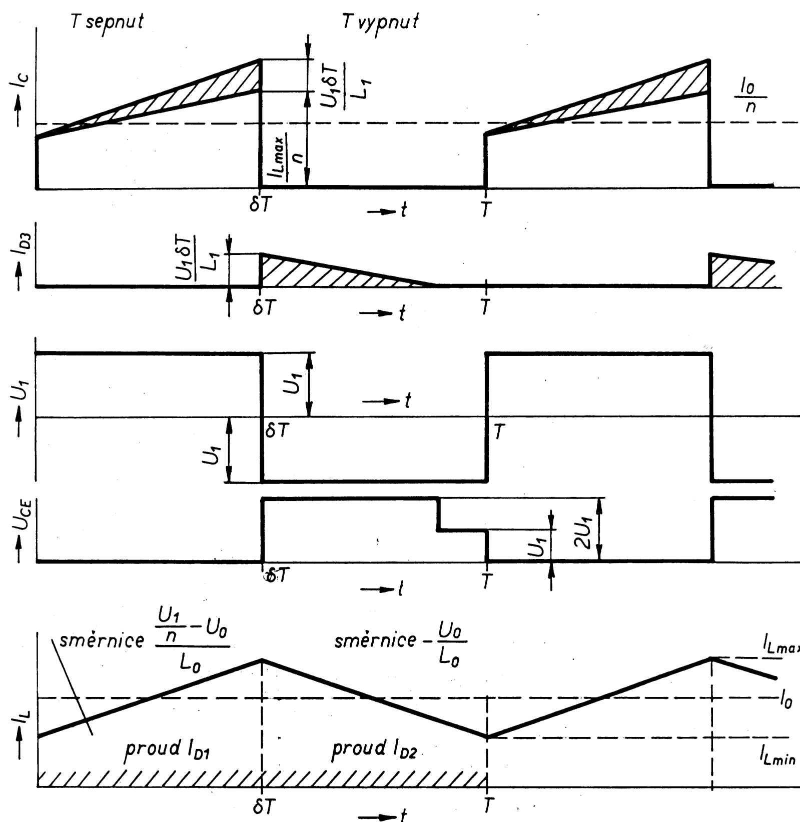
Neproměnná složka magnetické indukce je způsobená proudem $I_{L\,min}$. Tedy:

$$B_s/2 > \mu_0 \cdot \mu_e \cdot N \cdot (I_{L\,min} + \Delta I_L)/l_s . \qquad 3.15$$

Pro orientaci při výpočtu by objem jádra tlumivky měl splňovat vztah:

$$V_e > \mu_0 \cdot \mu_e \cdot L_0 \cdot I^2_{L\,max}/(B_s/2)^2 . \qquad 3.16$$

(tato nerovnost již byla uvedena v kapitole 2 jako vztah 2.20).



Obr. 3.5. Průběhy některých napětí a proudů v propustném měniči s transformátorem

Dosadí-li se do rovnice 2.16 (pro výkon přenášený tlumivkou) ΔB ve tvaru:

$$\Delta B = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot N \cdot \Delta I_L / l_s, \qquad 3.17$$

upraví se rovnice 2.16 na:

$$P_1 = \Delta B \cdot S_j \cdot N \cdot \Delta I_L / (2 \cdot T). \qquad 3.18$$

Tento vztah umožní lépe dimenzovat tlumivku.

Při filtračním činiteli proudu F se určí ΔI_L jako $\Delta I_L = I_0 / F$.

Neuvažuje-li se vliv proudu ΔI_L na efektivní hodnotu výstupního proudu, můžeme za efektivní hodnotu výstupního proudu pokládat přímo I_0 ($I_0 = \sigma \cdot \pi \cdot d^2/4$).

Potom se konečně získá:

$$P_1 = U_0 \cdot I_0 / \eta = \Delta B \cdot S_j \cdot (S_v \cdot a_v / d^2) \cdot (1/F) \cdot (\sigma \cdot \pi \cdot d^2/4) / (2 \cdot T \cdot \eta) \qquad 3.19$$

Průběhy některých napětí a proudů v propustném měniči s transformátorem jsou na obr. 3.5

Transformátor

Aby byl magnetovací proud transformátoru malý, volí se $L_2 > L_0$ (obvykle L_2 se volí 4x až 8x větší než L_0).

Magnetovací cyklus jádra transformátoru je tvořen malými hysterezními smyčkami, které vycházejí se zdánlivé remanence, která vlivem mezery v magnetickém obvodu jádra je téměř nulová. I když jádro je předmagnetováno jen malým magnetovacím proudem a nebylo by nutné do magnetického obvodu transformátoru dělat mezeru, vkládá se do jádra, jak již bylo uvedeno, mezera o relativní délce 0,1 až 0,01 %.

Tato mezera přispívá k bezpečnosti provozu zdroje tím, že zabezpečuje malou remanenci jádra. Bez mezery by malé hysterezní smyčky mohly mimořádně vycházet z nasycené velikosti remanence, což by způsobilo zmenšení permeability jádra a zmenšení rezervy pro zdvih magnetické indukce. Tento mimořádný stav by mohl nastat např. při náhodném zmagnetování jádra do nasycení. V tomto stavu by měnič špatně pracoval až do okamžiku, než by se remanence zmenšila na zbytkovou velikost, která je menší než nasycená velikost remanence.

Magnetická indukce v jádru transformátoru je určena jen zdvihem magnetické indukce:

$$B_s/2 > \Delta B = U_{1\,max} \cdot \delta \cdot T / (N_1 \cdot S_j) =$$
$$= \mu_0 \cdot \mu_e \cdot N_1 \cdot I_{m1\,max} / l_s, \qquad 3.20$$

kde $I_{m1\,max}$ je maximální velikost magnetovacího proudu v primárním vinutí. Pro $I_{m1\,max}$ platí:

$$I_{m1\,max} = U_{1\,max} \cdot \delta_{min} \cdot T / L_1. \qquad 3.21$$

Podle rovnice 3.4 platí rovnice i při záměně indexů.

Povolený proud spínacího tranzistoru musí odpovídat požadavku:

$$I_{C\,max} > (I_{L\,max}/n) \cdot 1{,}3 + U_{1\,max} \cdot \delta_{min} \cdot T / L_1. \qquad 3.22$$

Proud I_{Lmax} je volen s ohledem na proud zátěže I_0 a filtrační činitel proudu F. Činitel 1,3 je bezpečnostní.

Spínací tranzistor v závěrném směru musí mít povolené napětí:

$$U_{CE\,max} > 2 \cdot U_{1\,max}. \qquad 3.23$$

S ohledem na parazitní kmity a zákmity by napětí $U_{CE\,max}$ mělo být ještě dvakrát větší, než udává nerovnost 3.23.

Závěrné napětí diod D_1 a D_2 by mělo být větší než U_{1max}/n. Závěrné napětí diody D_3 by s ohledem na zákmity a parazitní kmity mělo být $3 \cdot U_{1max}$.

Pro U_1 = konst. a I_1 = konst. je výkon přenášený transformátorem do spotřebiče:

$$P_1 = U_0 \cdot I_0 / \eta = U_1 \cdot I_1 \cdot \delta \cdot T / T. \qquad 3.24$$

Položíme-li:

$$U_1 \cdot \delta \cdot T = \Delta B \cdot S_j \cdot N \qquad 3.25$$

a
$$N = S_v \cdot a_v / d^2 \qquad 3.26$$

a dosadíme-li za efektivní hodnotu proudu v primárním vinutí $I_1 \cdot \sqrt{\delta}$, je:

$$U_0 \cdot I_0 / \eta = \Delta B \cdot S_j \cdot N \cdot I_1 / T = \Delta B \cdot S_j \cdot S_v \cdot a_v \cdot \sigma \cdot \pi / (4 \cdot T \cdot \sqrt{\delta}). \qquad 3.27$$

Dosadí-li se za $\Delta B = B_s/2$, použije-li se vztah mezi S_j a S_v (který je uveden v kapitole 1) a dosadí-li se za a_v přibližná hodnota 0,6 a za σ hodnota 2,5 A/mm², může se z rovnice 3.27 určit přibližný potřebný průřez jádra.

4. Transformátory pro dvojčinné měniče

Transformátor pro dvojčinné měniče je tvořen dvěma impulsními transformátory navinutými na témže jádru, které se v činnosti střídají (obr. 4.1).

Každý z impulsních transformátorů může mít vlastní primární vinutí nebo primární vinutí může být pro oba společné. V obou případech je společné i sekundární vinutí.

Budicí impulsy spínacích tranzistorů jsou oddělené bezpečnostními intervaly o době trvání (0,1 až 0,2)·$T/2$. Doba periody spínacího cyklu je T. Oddělení budicích impulsů je nutné kvůli dobám zotavení spínacích tranzistorů. Zabraňuje se tím krátkodobému zkratování transformátoru (při současném sepnutí obou tranzistorů) a tím zhoršení účinnosti měniče.

Měniče s dvojčinnými transformátory dosahují největších výkonů. Kmitočet spínání však nemůže převyšovat





Obr. 4.1. Zapojení dvojčinných transformátorů

několik desítek kHz. Pro obvodové potíže nelze použít vyšší kmitočty.

Výstupní napětí bývá regulovatelné pulsní šířkou modulací. Používají se však i jednodušší dvojčinné měniče s neregulovatelným napětím.

Zapojení transformátorů ve dvojčinných měničích je naznačeno na obr. 4.1. Zapojení usměrňovačů jsou dvojcestná nebo můstková.

4.1 Dvojčinný transformátor s dvojcestným usměrněním

Toto zapojení je na obr. 4.1a. Vyžaduje největší zdánlivý výkon, neboť vinutími s odbočkami je transformátor nejhůře využit. Naproti tomu v zapojení podle obr. 4.1d je pro požadovaný výkon potřebný transformátor s nejmenším jmenovitým zdánlivým výkonem.

S účinností transformátoru je tomu naopak. Největší účinnosti dosahují transformátory v zapojení podle obr. 4.1a, protože usměrňovaný proud prochází jen jednou diodou a jedním spínacím tranzistorem. Dvojcestný usměrňovač je proto také výhodnější pro usměrňování menšího napětí.

Z hlediska snadnějšího výběru spínacích tranzistorů je výhodnější jejich můstkové zapojení, které připouští menší závěrné napětí tranzistorů a jejich horší symetrii. Přesto je zapojení podle obr. 4.1a nejrozšířenější.

Vinutím transformátoru v době celé periody neprochází stejnosměrný proud. Jádro proto nemusí mít mezeru a ani není nutné zmenšovat mezerou v magnetickém obvodu nasycenou remanentní magnetickou indukcí.

Magnetovací cyklus teoreticky může využít indukci od $-B_s$ do $+B_s$. Ohled na teplotní závislost magnetické indukce nasycení, ztrátový výkon jádra a nedokonalou symetrii spínacích tranzistorů umožňuje využívat napětí nejvýše jednou polovinou součtu těchto hodnot.

Z rovnosti napěťových ploch na vinutí transformátorů vyplývá, že:

$$U_0 = (U_1/n)\cdot 2\cdot\delta\,, \qquad 4.1$$

kde U_1 a δ jsou střední hodnoty vstupního napětí a činitele plnění budicích impulzů.

Převod transformátoru je:

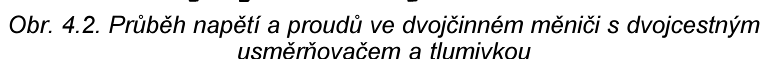
$$n = [(U_1 - U_T - U_{vtr})/ \\ /(U_0 + U_d + U_{vtl} + U_t)]\cdot 2\cdot\delta\,. \qquad 4.2$$

Napětí U_t vyjadřuje nedokonalost pravoúhlých napěťových impulsů na vinutí transformátoru. Velikost U_t se uvažuje $0{,}1\cdot U_0$.

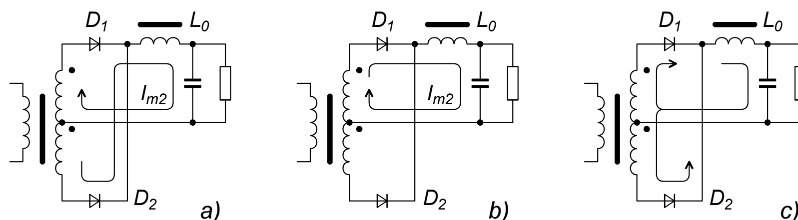
V době sepnutí tranzistoru T_1 magnetovací proud I_{m1} lineárně vzrůstá v závislosti na čase z velikosti $-U_1\cdot\delta\cdot T/(2\cdot L_1)$ na velikost $U_1\cdot\delta\cdot T/(2\cdot L_1)$.

Průběh tohoto magnetovacího proudu je znázorněn na obr. 4.2, kde jsou uvedeny i některé další průběhy napětí a proudů na dvojčinném transformátoru s dvěmi vinutími na primáru a s dvojcestným usměrňovačem a tlumivkou.

Na obr. 4.3a je jako I_{m2} označen magnetovací proud přetransformovaný z primárního vinutí. V době vypnutí tranzistoru T_1 a T_2 se magnetovací proud uzavírá obvodem sekundárního vinutí. Na obr. 4.3a je vyznačen stav, kdy vedla dioda D_1, v mezeře mezi impulsy přestala vést, a magnetovací

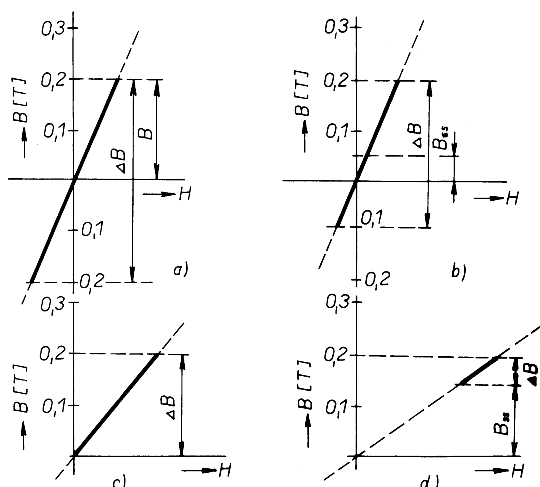


Obr. 4.2. Průběh napětí a proudů ve dvojčinném měniči s dvojcestným usměrňovačem a tlumivkou



Obr. 4.3. Uzavírání magnetovacího proudu v první (a) a v druhé části (b) periody. Na obr. c) je vyznačen směr proudů tlumivkou L_0 během bezpečnostního intervalu

Obr. 4.4. Schematické znázornění pracovního rozkmitu magnetické indukce B na stylizované hysterezní křivce feritů u transformátorů a tlumivek: a) dvojčinné transformátory, b) dvojčinné transformátory s nesymetrickým buzením, které způsobuje indukci B_{ss} stejnosměrného předmagnetorvání, c) transformátory propustných měničů, d) transformátory (tlumivky) akumulačních měničů s velkou složkou indukce B_{ss} stejnosměrného předmagnetorvání



proud I_{m2} se uzavírá přes diodu D_2. Obr. 4.3b znázorňuje cestu magnetovacího proudu v druhé části periody, který se uzavírá přes diodu D_1. K magnetovacím proudům v bezpečnostním intervalu v první i ve druhé části periody se přičítá proud vyvolaný filtrační tlumivkou (4.3c), takže proudy v diodách D_1 a D_2 mezi budicími impulsy nejsou stejné.

Tlumivka

Výstupní napětí a proud měniče jsou filtrovány tlumivkou. Při zadaném výstupním proudu I_0 a filtračním činiteli proudu F je:

$$\Delta I_L = I_0/F \qquad 4.3$$

a

$$I_{L\,min} = I_0 - \Delta I_L/2\,. \qquad 4.4$$

Tlumivka je trvale předmagnetována proudem $I_{L\,min}$, který v jejím jádru způsobuje stálou magnetickou indukci o velikosti B_{ss}. Feritové jádro proto musí mít mezeru nebo musí být použito železoprachové jádro.

Proměnná velikost proudu ΔI_L způsobuje periodické magnetování jádra se zdvihem magnetické indukce ΔB. Přitom musí být:

$$B_s/2 > B_{ss} + \Delta B\,. \qquad 4.5$$

Je-li efektivní permeabilita jádra μ_e, střední délka magnetické siločáry l_s a vinutí má N závitů, musí být splněna rovnice:

$$B_s/2 > (\mu_0 \cdot \mu_e \cdot N/l_s)\cdot(I_{L\,min} + \Delta I_L)\,. \qquad 4.6a$$

Pro železoprachová jádra nesmí být překročena mezní hraniční velikost intenzity magnetického pole předmagnetování H_{jh}. Tuto hodnotu udávají u svých výrobků výrobci železoprachových jader:

$$H_{jh} > N\cdot I_{L\,max}/l_s\,. \qquad 4.6b$$

Při volbě feritového nebo železoprachového jádra se hledá jeho efektivní nebo toroidní permeabilita, která splní předcházející rovnice a následující rovnici určující indukčnost vinutí. Pro feritová jádra je:

$$L_0 = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot N^2 \cdot S_e/l_e \qquad 4.7$$

a pro železoprachová jádra:

$$L_0 = \mu_0 \cdot \mu_{tor} \cdot N^2 \cdot S_e/l_e\,. \qquad 4.8$$

Maximální proud diodou a vinutím sekundáru je $I_0/2$, jeho efektivní hodnota je $I_0 \cdot \sqrt{\delta}$. Závěrné napětí diody musí být větší než $(U_{1\,max}/n) + U_0$.

Transformátor

Pro transformátor vyplývá z napěťové plochy pro zvolenou magnetickou indukci a pro $\delta = 0{,}5$:

$$U_{1\,max} = B\cdot S_j \cdot N/(\delta \cdot T/2) =$$
$$= 4\cdot B\cdot S_j \cdot N\cdot f, \qquad 4.9$$

kde f je kmitočet impulsů ($f = 1/T$). Význam veličiny B vyplývá z obr. 4.4, na kterém je uveden pracovní rozsah této veličiny i pro předchozí měniče.

Pro dosažení malého magnetovacího proudu volí se indukčnost L_2 sekundárního vinutí transformátoru (obr. 4.1a) 4x až 8x větší než indukčnost L_0.

Maximální proud kolektoru je:

$$I_{C\,max} = (I_{L\,max}/n) + n\cdot U_0 \cdot T/(2\cdot L_1)\,. \qquad 4.10$$

S ohledem na zvýšení teploty okolí zvětšuje se tento údaj ještě o 30 %.

Požadované kolektorové napětí v závěrném směru spínače je:

$$U_{CE\,max} > 2\cdot U_{1\,max}\,. \qquad 4.11$$

S ohledem na přechodné jevy se kvůli zvýšení spolehlivosti volí napětí $U_{CE\,max}$ ještě až dvakrát větší.

Odhad objemu jádra transformátoru se získá použitím rovnice 1.30 a jejím rozšířením činitelem S_j a substitucí za $N\cdot S_j = L\cdot I_{m1max}/B$.

Z 1.30 vychází:

$$V_e > \mu_0 \cdot \mu_e \cdot N\cdot I^2_{m\,max} \cdot L_1/B^2\,. \qquad 4.12$$

(rovnice 4.12 je obdobná rovnici 1.35). Indukce B by neměla překročit velikost $B_s/2$ při maximální teplotě, při které bude transformátor provozován. Při malém ztrátovém výkonu v jádru (a tím při jeho malém oteplení) může být velikost B zvětšena.

4.2 Některá zapojení dvojčinných měničů

Dvojčinný měnič s úplným můstkem na primární straně transformátoru a s dvojcestným usměrňovačem na sekundární straně (obr. 4.5) má průběhy napětí a proudů stejné, jako byly u předchozího zapojení. Diody D_3 až D_6 jsou rekuperační diody se závěrným napětím větším než $U_1/2$. Tyto diody se uplatní při nezatíženém výstupu.

Pro zapojení s můstkovým usměrňovačem jsou údaje stejné, až na závěrné napětí U_D usměrňovacích diod, které může být menší:

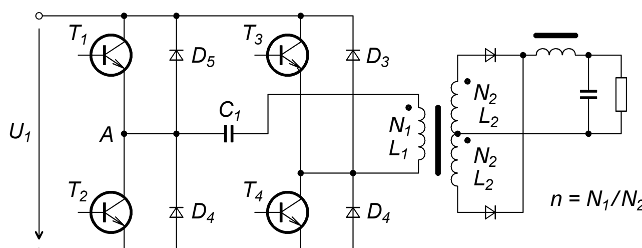
$$U_D > [(U_{1max}/n) + U_0]/2\,. \qquad 4.13$$

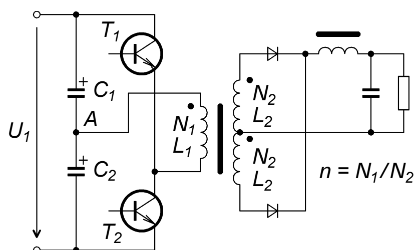
Závěrné napětí $U_{CE\,max}$ spínacího tranzistoru musí být větší než:

$$U_{CE\,max} > U_{1max}\,. \qquad 4.14$$

Kondenzátor C_1 na obr. 4.5 zabraňuje předmagnetování transformátoru při nesymetrii tranzistorů.

Obr. 4.5. Dvojčinný měnič s úplným můstkem a dvojcestným usměrňovačem





Obr. 4.6. Dvojčinný měnič s polovičním můstkem a dvojcestným usměrňovačem

U dvojčinného měniče s polovičním můstkem a dvojcestným usměrňovačem se spínací tranzistory střídají ve své činnosti. V době sepnutí tranzistoru je výkon dodáván z kondenzátoru (obr. 4.6), na kterém je polovina napětí U_1. Proti typu s úplným můstkem dává měnič s polovičním můstkem při stejném napětí U_1 jen poloviční výkon.

Při sepnutém spínači T_2 se odebírá proud z kondezátoru C_1 a napětí na kondenzátoru klesá. Při odběru přibližně pravoúhlých impulsů proudu o amplitudě I je v bodě A pokles napětí:

$$\Delta U_1/2 \approx (1/C)\cdot I\cdot\delta\cdot T/2\,. \qquad 4.15$$

Může-li kolísat napětí v bodě A např. o 5 % z $U_1/2$, je nutné, aby kondenzátory C_1 a C_2 měly kapacitu:

$$C_1 = C_2 = (I\cdot\delta\cdot T/2)/(0{,}05\cdot U_1/2)\,. \qquad 4.16$$

Je-li odpor zátěže R:

$$R = (U_1/2)/I, \qquad 4.17$$

je při $\delta = 0{,}5$:

$$C_1 = C_2 = (I\cdot 0{,}5\cdot T/2)/(0{,}05\cdot U_1/2) = = (10/R)\cdot(T/2)\,. \qquad 4.18$$

V tab. 4.1 jsou shrnuté vlastnosti některých měničů s pulsně šířkovou modulací s doplňujícími údaji o jejich vlastnostech.

5. Porovnání výkonnosti transformátorů, tlumivek a jejich vinutí pro různé typy měničů

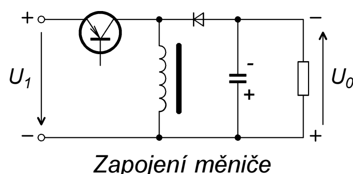
Pro porovnání transformátorů a tlumivek mezi sebou se uvažuje bezeztrátové provedení, dokonalá magnetická vazba mezi vinutími a zanedbatelná hodnota magnetovacího proudu v porovnání s ostatními proudy. Uvažuje se, že plocha pro vinutí je zaplněna z jedné poloviny primárním vinutím a ze druhé poloviny sekundárními vinutími. U tlumivek se uvažuje zaplnění celé plochy pro vinutí jedním vinutím. Náročnost zapojení, zvláště

Tab. 4.1. Základní údaje k měničům s pulsně šířkovou modulací

1. Akumulační měnič invertující napětí (flyback)

Jednoduché zapojení s velkou účinností, vhodné i pro nejvyšší kmitočty.

Vstup není od výstupu galvanicky oddělen, je možný jen jeden výstup. Obvod se vyznačuje větším rušením.



Zapojení měniče

Průběhy napětí a proudů v měniči →

Teoretické výstupní napětí je:

$$U_0 = U_1\cdot[\delta/(1-\delta)]\cdot(-1)\,.$$

Maximální proud spínačem je:

$$I_{C\,max} = I_0/(1-\delta) + \Delta I_L/2\,.$$

Potřebné závěrné napětí spínače je:

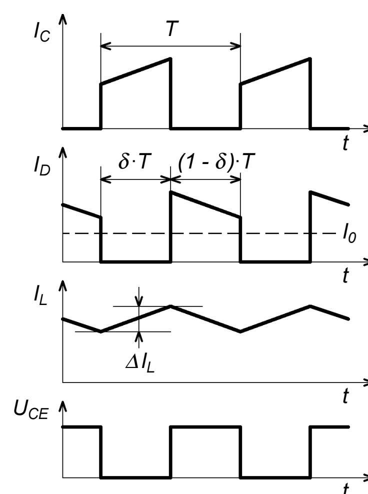
$$U_{CE\,max} > U_1 + U_0\,.$$

Maximální proud diodou je:

$$I_{AK\,max} = I_0\,.$$

Potřebné závěrné napětí diody je:

$$U_{KA\,max} > U_1 + U_0\,.$$

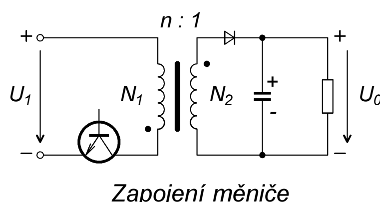


2. Akumulační měnič neinvertující napětí s transformátorem (flyback)

Jednoduché zapojení s velkou účinností.

Je možný vícenásobný výstup, avšak jen jeden z výstupů může být regulovaný.

Návrh transformátoru je obtížný. Obvod se vyznačuje větším rušením.



Zapojení měniče

Teoretické výstupní napětí je:

$$U_0 = U_1\cdot(1/n)\cdot\delta/(1-\delta)\,.$$

Maximální proud spínačem je:

$$I_{C\,max} = (1/n)\cdot I_0/(1-\delta) + \Delta I_L/2\,.$$

Potřebné závěrné napětí spínače je:

$$U_{CE\,max} > U_1 - n\cdot U_0\,.$$

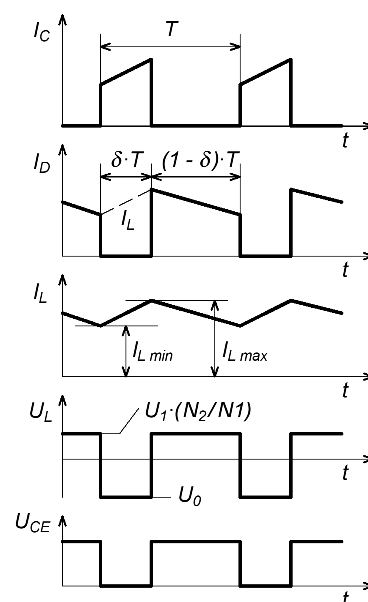
Maximální proud diodou je:

$$I_{AK\,max} = I_0\,.$$

Potřebné závěrné napětí diody je:

$$U_{KA\,max} > U_1/n + U_0\,.$$

Průběhy napětí a proudů v měniči →

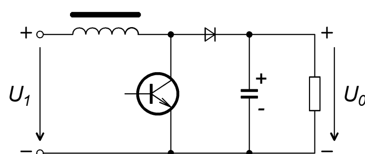


Tab. 4.1. Základní údaje k měničům s pulsně šířkovou modulací *(pokračování)*

3. Akumulační měniče se vzestupným napětím (boost)

Jednoduché zapojení vhodné i pro nejvyšší kmitočty, má nepřerušovaný vstupní proud a vyznačuje se malým rušením.

Vstup není od výstupu galvanicky oddělen, je možný jen jeden výstup. Regulační smyčka měniče je obtížně stabilizovatelná.



Zapojení měniče

Teoretické výstupní napětí je:

$$U_0 = U_1 \cdot [1/(1 - \delta)] .$$

Maximální proud spínačem je:

$$I_{C\ max} = I_0/(1 - \delta) + \Delta I_L/2 .$$

Potřebné závěrné napětí spínače je:

$$U_{CE\ max} > U_0 .$$

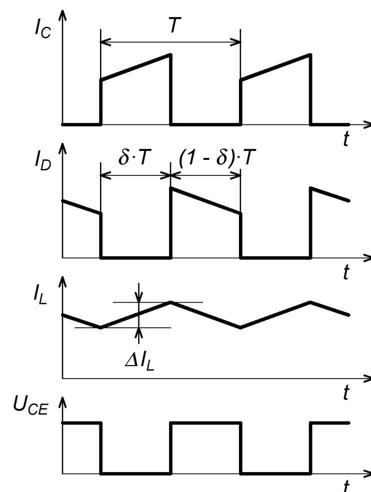
Maximální proud diodou je:

$$I_{AK\ max} = I_0 .$$

Potřebné závěrné napětí diody je:

$$U_{KA\ max} > U_0 .$$

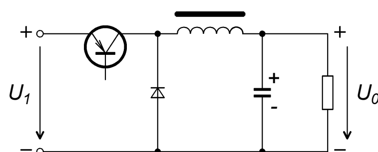
Průběhy napětí a proudů v měniči →



4. Akumulační měnič se sestupným napětím (buck)

Jednoduché zapojení s velkou účinností, vhodné i pro nejvyšší kmitočty. Vyznačuje se větším rušením.

Vstup není od výstupu galvanicky oddělen, je možný jen jeden výstup. Regulační smyčka měniče je dobře stabilizovatelná.



Zapojení měniče

Teoretické výstupní napětí je:

$$U_0 = U_1 \cdot \delta .$$

Maximální proud spínačem je:

$$I_{C\ max} = I_0 + \Delta I_L/2 .$$

Potřebné závěrné napětí spínače je:

$$U_{CE\ max} > U_1 .$$

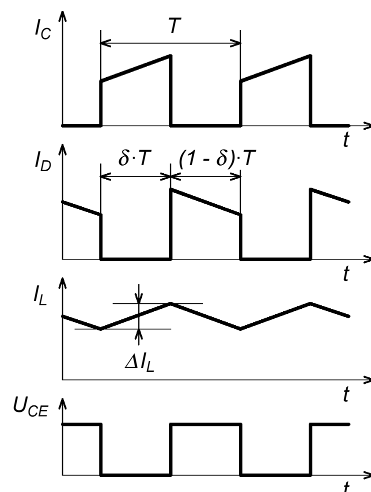
Maximální proud diodou je:

$$I_{AK\ max} = I_0 \cdot (1 - \delta) .$$

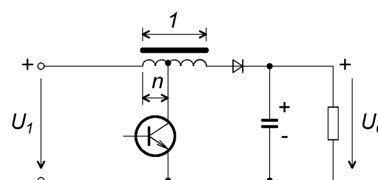
Potřebné závěrné napětí diody je:

$$U_{KA\ max} > U_1 .$$

Průběhy napětí a proudů v měniči →



5. Akumulační měnič se vzestupným napětím a tlumivkou s odbočkou



Zapojení měniče

Měnič 5 umožňuje dosáhnout větší výstupní napětí než měnič 3.

Ostatní vlastnosti jsou stejné jako u měniče 3.

Průběhy napětí a proudů jsou stejné jako u měniče 3.

Teoretické výstupní napětí je:

$$U_0 = [U_1/(1 - \delta)] \cdot (1 - \delta + \delta/n) .$$

Maximální proud spínačem je:

$$I_{C\ max} = n \cdot [I_0/(1 - \delta) + \Delta I_L/2] .$$

Potřebné závěrné napětí spínače je:

$$U_{CE\ max} > U_0 - n \cdot U_1 .$$

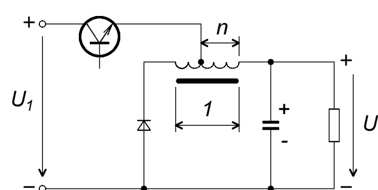
Maximální proud diodou je:

$$I_{AK\ max} = I_0 .$$

Potřebné závěrné napětí diody je:

$$U_{KA\ max} > U_0 - n \cdot U_1 .$$

6. Akumulační měnič se sestupným napětím a tlumivkou s odbočkou



Zapojení měniče

Měnič 6 umožňuje dosáhnout menší výstupní napětí než měnič 4.

Ostatní vlastnosti jsou stejné jako u měniče 4.

Průběhy napětí a proudů jsou stejné jako u měniče 4.

Teoretické výstupní napětí je:

$$U_0 = U_1 \cdot \delta / (\delta + n + n \cdot \delta) .$$

Maximální proud spínačem je:

$$I_{C\ max} = n \cdot [I_0 + \Delta I_L/2] .$$

Potřebné závěrné napětí spínače je:

$$U_{CE\ max} > U_1 - n \cdot U_0 .$$

Maximální proud diodou je:

$$I_{AK\ max} = n \cdot I_0 \cdot (1 - \delta) .$$

Potřebné závěrné napětí diody je:

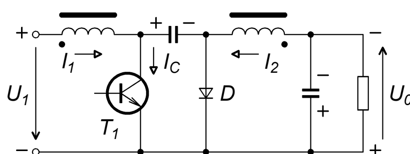
$$U_{KA\ max} > U_1 - n \cdot U_0 .$$

Tab. 4.1. Základní údaje k měničům s pulsně šířkovou modulací *(pokračování)*

7. Čukův invertující měnič

Měnič se vyznačuje velkou účinností, plynulým nepřerušovaným vstupním i výstupním proudem, malým rušením, vysokým spínacím kmitočtem a malým zvlněním.

Měnič invertuje napětí, vstup je od výstupu galvanicky oddělen. Spínač (T_1) musí mít vysoké závěrné napětí. Tento typ měniče je vhodný jen pro malé výkony.



Zapojení měniče

Teoretické výstupní napětí je:

$$U_0 = U_1 \cdot [\delta / (1 - \delta)] \cdot (-1) .$$

Maximální proud spínačem je:

$$I_{C\,max} = I_1 + I_2 + I_1 / \delta .$$

Potřebné závěrné napětí spínače (tranzistoru T1) je:

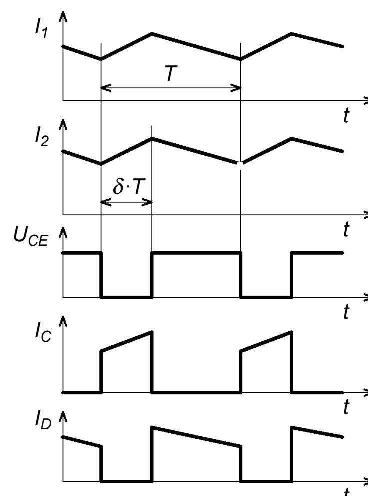
$$U_{CE\,max} > 2 \cdot U_1 .$$

Maximální proud diodou je:

$$I_{AK\,max} = I_1 + I_2 , \quad I_1 + I_2 = I_1 / \delta .$$

Potřebné závěrné napětí diody je:

$$U_{KA\,max} > U_0 .$$



Průběhy napětí a proudů v měniči

8. Čukův měnič s transformátorem

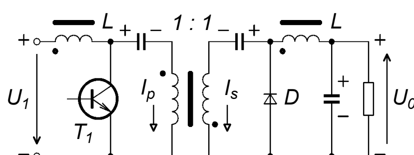
Vstup je od výstupu galvanicky oddělen, inverze napětí není důležitá.

Ostatní vlastnosti jsou stejné jako u měniče 7.

Teoretické výstupní napětí je:

$$U_0 = U_1 \cdot \delta / (1 - \delta) ; \quad 0 \le \delta \le 1 .$$

Maximální proud spínačem je:



Zapojení měniče

$I_{C\,max} = 1{,}5 \cdot I_0$ pro $\delta = 0{,}33$, ($U_0 = 0{,}5 \cdot U_1$),
$I_{C\,max} = 2{,}0 \cdot I_0$ pro $\delta = 0{,}50$, ($U_0 = 1{,}0 \cdot U_1$),
$I_{C\,max} = 2{,}5 \cdot I_0$ pro $\delta = 0{,}60$, ($U_0 = 1{,}5 \cdot U_1$).

Potřebné závěrné napětí spínače je:

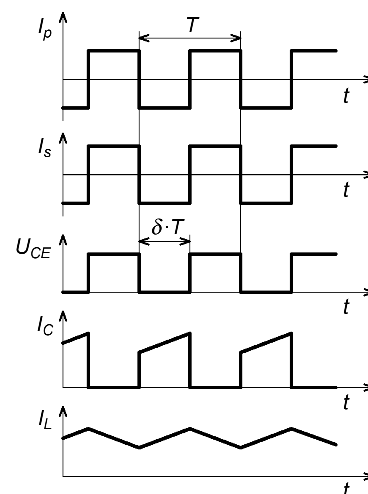
$U_{CE\,max} > 1{,}5 \cdot U_1$ pro $\delta = 0{,}35$,
$U_{CE\,max} > 2{,}0 \cdot U_1$ pro $\delta = 0{,}50$,
$U_{CE\,max} > 2{,}5 \cdot U_1$ pro $\delta = 0{,}60$.

Maximální proud diodou je:

$I_{D\,max} = 1{,}5 \cdot I_0$ pro $\delta = 0{,}35$,
$I_{D\,max} = 2{,}0 \cdot I_0$ pro $\delta = 0{,}50$,
$I_{D\,max} = 2{,}5 \cdot I_0$ pro $\delta = 0{,}60$.

Potřebné závěrné napětí diody je:

$U_{KA\,max} > 1{,}5 \cdot U_1$ pro $\delta = 0{,}35$,
$U_{KA\,max} > 2{,}0 \cdot U_1$ pro $\delta = 0{,}50$,
$U_{KA\,max} > 2{,}5 \cdot U_1$ pro $\delta = 0{,}60$.

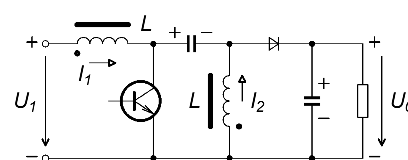


Průběhy napětí a proudů v měniči

9. SEPIC s uzemněným spínačem

Měnič je odolný proti zkratu, neinvertuje napětí a má široký rozsah vstupního napětí. Obě indukčnosti je možné navinout na společné jádro.

Vstup je od výstupu galvanicky oddělen. Výstupní napětí může být značně zvlněné. Měnič je vhodný jen pro malé výkony.



Teoretické výstupní napětí je:

$$U_0 = U_1 \cdot [\delta / (1 - \delta)] .$$

Potřebné závěrné napětí spínače (tranzistoru T1) je:

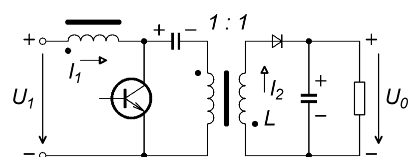
$$U_{CE\,max} > U_1 + U_0 .$$

← *Zapojení měniče*

10. SEPIC s transformátorem a s uzemněným spínačem

Měnič má široký rozsah vstupního napětí. Vstup je od výstupu galvanicky oddělen.

Ostatní vlastnosti jsou stejné jako u měniče 9.



Zapojení měniče

Teoretické výstupní napětí je:

$$U_0 = U_1 \cdot [\delta / (1 - \delta)] .$$

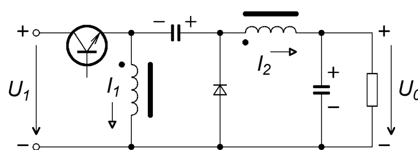
Potřebné závěrné napětí spínače (tranzistoru T1) je:

$$U_{CE\,max} > U_1 + U_0 .$$

Tab. 4.1. Základní údaje k měničům s pulsně šířkovou modulací *(pokračování)*

11. SEPIC s neuzemněným spínačem

Tento typ měniče má stejné vlastnosti jako měnič 9. Měniče 7, 9, 11 jsou výhodné pro přenosná zařízení napájená napětím 2,7 až 4,2 V z článků Li-Ion.



Zapojení měniče

Teoretické výstupní napětí je:

$$U_0 = U_1 \cdot [\delta / (1 - \delta)] .$$

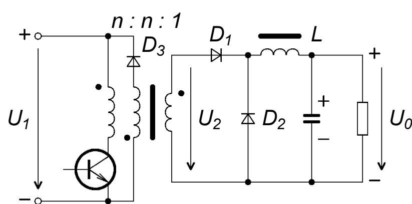
Potřebné závěrné napětí spínače (tranzistoru) je:

$$U_{CE\,max} > U_1 + U_0 .$$

12. Propustný měnič

Jednoduché zapojení, výstupní napětí má malé zvlnění. Měnič může mít více výstupů.

Návrh transformátoru je obtížný a měnič má špatnou odezvu na změny zatížení.



Zapojení měniče

Teoretické výstupní napětí je:

$$U_0 = U_1 \cdot (1/n) \cdot \delta , \ \delta < 0{,}45.$$

Maximální proud spínačem je:

$$I_{C\,max} = (1/n) \cdot (I_0 + \Delta I_L/2) + I_{m1\,max} .$$

Potřebné závěrné napětí spínače je:

$$U_{CE\,max} > 2 \cdot U_1 .$$

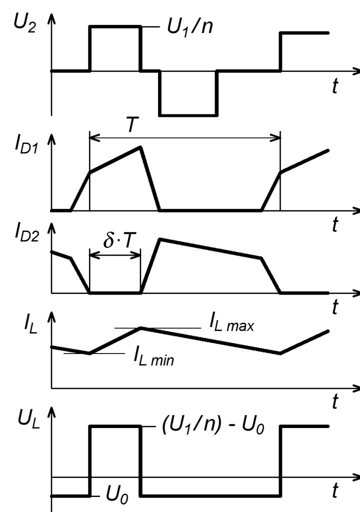
Maximální proudy diodami jsou:

$$I_{D1} = I_0 \cdot \delta , \ I_{D2} = I_0 \cdot (1 - \delta) ,$$

$$I_{D3} = I_{m1\,max} \cdot \delta / 2 .$$

Potřebná závěrná napětí diod jsou:

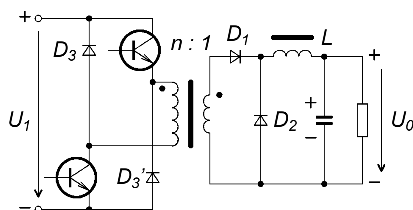
$$U_{D1} > U_1/n , \ U_{D2} > U_1/n , \ U_{D3} > 2 \cdot U_1 .$$



Průběhy napětí a proudů v měniči

13. Propustný měnič se dvěma spínači

Tento typ propustného měniče klade zmenšené nároky na spínací tranzistory a je vhodný pro malé výkony. Diody D_3 působí jako rekuperační.



Měnič má malé zvlnění výstupního napětí a díky použití transformátoru může mít více výstupů.

Průběhy napětí a proudů jsou stejné jako u měniče 12.

Teoretické výstupní napětí je:

$$U_0 = U_1 \cdot (1/n) \cdot \delta , \ \delta < 0{,}45.$$

Maximální proud spínačem je:

$$I_{C\,max} = (1/n) \cdot (I_0 + \Delta I_L/2) + I_{m1\,max} .$$

← *Zapojení měniče*

Potřebné závěrné napětí spínačů (tranzistorů) je:

$$U_{CE\,max} > 2 \cdot U_1 .$$

Maximální proudy diodami jsou:

$$I_{D1} = I_0 \cdot \delta , \ I_{D2} = I_0 \cdot (1 - \delta) ,$$

$$I_{D3} = I_{m1\,max} \cdot \delta / 2 .$$

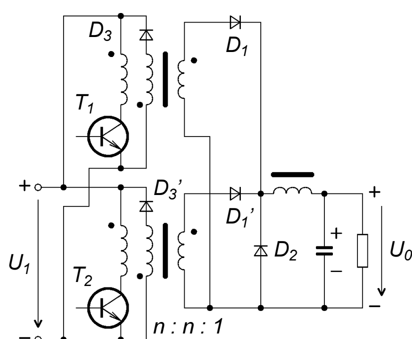
Potřebná závěrná napětí diod jsou:

$$U_{D1} > U_1/n , \ U_{D2} > U_1/n ,$$

$$U_{D3} > 2 \cdot U_1 .$$

14. Dvojitý propustný měnič

Tento typ propustného měniče je určen pro větší výkony.



Vlastnosti dvojitého propustného měniče jsou shodné s vlastnostmi měniče 12.

Spínače působí synchronně. Průběhy napětí a proudů jsou stejné jako u měniče 12.

Teoretické výstupní napětí je:

$$U_0 = U_1 \cdot (1/n) \cdot \delta , \ \delta < 0{,}45.$$

Maximální proudy spínači jsou:

$$I_{C\,max} = [1/(2 \cdot n)] \cdot (I_0 + \Delta I_L/2) + I_{m1\,max} .$$

← *Zapojení měniče*

Potřebná závěrná napětí spínačů (tranzistorů T1 a T2) jsou:

$$U_{CE\,max} > 2 \cdot U_1 .$$

Maximální proudy diodami jsou:

$$I_{D1} = I_0 \cdot \delta / 2 , \ I_{D2} = I_0 \cdot (1 - \delta) ,$$

$$I_{D3} = I_{m1\,max} \cdot \delta / 2 .$$

Potřebná závěrná napětí diod jsou:

$$U_{D1} > U_1/n , \ U_{D2} > U_1/n ,$$

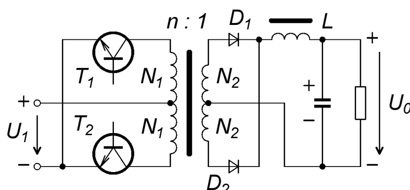
$$U_{D3} > 2 \cdot U_1 .$$

15. Dvojčinný měnič se středním vývodem na primárním vinutí a s dvojcestným usměrňovačem

Měnič má dobrou účinnost a je vhodný i pro malé výkony.

Návrh transformátoru je náročný a transformátor není optimálně využit.

Měnič má malý dynamický rozsah a špatnou odezvu na změnu zátěže.



Zapojení měniče

Teoretické výstupní napětí je:

$$U_0 = U_1 \cdot (2/n) \cdot \delta\ ,\quad \delta < 0{,}45.$$

Maximální proud spínačem je:

$$I_{C\ max} = (1/n) \cdot (I_0 + \Delta I_L/2) + I_{m1\ max}\ .$$

Potřebná závěrná napětí spínačů jsou:

$$U_{CE\ max} > 2 \cdot U_1\ .$$

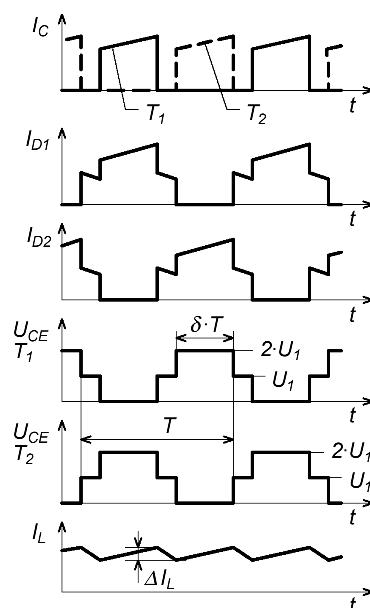
Maximální proudy diodami jsou:

$$I_{D1} = I_0/2\ ,\ I_{D2} = I_0/2\ .$$

Potřebná závěrná napětí diod jsou:

$$U_{D1} > 2 \cdot U_1/n\ ,\ U_{D2} > 2 \cdot U_1/n\ .$$

Průběhy napětí a proudů v měniči →

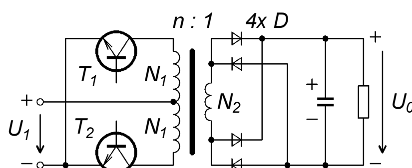


16. Dvojčinný měnič se středním vývodem na primárním vinutí a s můstkovým usměrňovačem

V tomto měniči je dobře využit transformátor.

Ve srovnání s měničem 15 má toto zapojení horší účinnost, klade však menší nároky na usměrňovač. Ostatní vlastnosti jsou stejné jako u měniče 15.

Průběhy napětí a proudů jsou stejné jako u měniče 15.



Zapojení měniče

Teoretické výstupní napětí je:

$$U_0 = U_1 \cdot (2/n) \cdot \delta\ ,\quad \delta < 0{,}45.$$

Maximální proudy spínači jsou:

$$I_{C\ max} = (1/n) \cdot (I_0 + \Delta I_L/2) + I_{m1\ max}\ .$$

Potřebná závěrná napětí spínačů (tranzistorů T_1 a T_2) je:

$$U_{CE\ max} > 2 \cdot U_1\ .$$

Maximální proudy diodami jsou:

$$I_D = I_0/2\ .$$

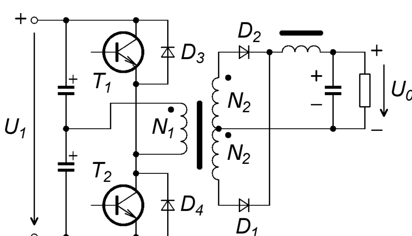
Potřebná závěrná napětí diod jsou:

$$U_{D1} > U_1/n\ .$$

17. Dvojčinný měnič s kondenzátorovým polovičním můstkem a s dvojcestným usměrňovačem

Měnič má jednoduché zapojení, může mít více výstupů, dovoluje použít vysoký kmitočet spínání, vylučuje stejnosměrnou předmagnetizaci jádra transformátoru. Špičky napětí, vznikající na rozptylové indukčnosti transformátoru, jsou odváděny do zdroje.

Měnič se vyznačuje větším zvlněním výstupního napětí, vyžaduje vnější řídicí obvody, má nepříznivou odezvu při regulaci a poskutuje poloviční výkon proti úplnému můstku při stejném vstupním napětí. Měnič vyžaduje tvrdý napájecí zdroj. Diody D3 a D4 jsou rekuperační.



Zapojení měniče

Teoretické výstupní napětí je:

$$U_0 = U_1 \cdot (1/n) \cdot \delta\ ,\quad \delta < 0{,}45.$$

Maximální proudy spínači jsou:

$$I_{C\ max} = (1/n) \cdot (I_0 + \Delta I_L/2) + I_{m1\ max}\ .$$

Potřebná závěrná napětí spínačů (tranzistorů T1 a T2) jsou:

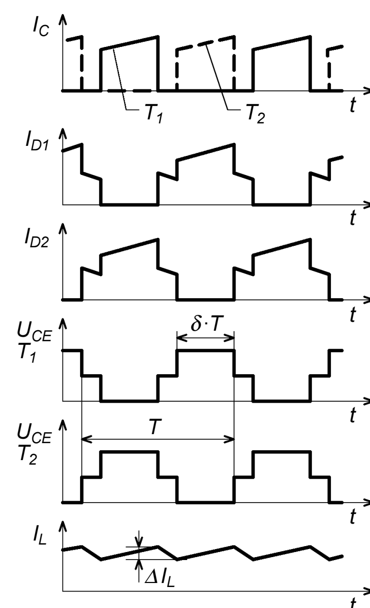
$$U_{CE\ max} > U_1\ .$$

Maximální proudy diodami jsou:

$$I_{D1} = I_0/2\ ,\ I_{D2} = I_0/2\ .$$

Potřebná závěrná napětí diod jsou:

$$U_{D1} > U_1/n\ ,\ U_{D2} > U_1/n\ .$$



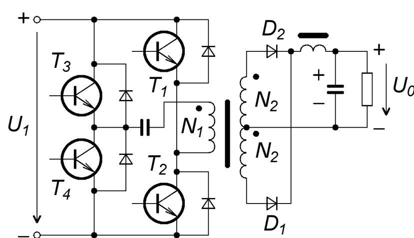
Průběhy napětí a proudů v měniči

Tab. 4.1. Základní údaje k měničům s pulsně šířkovou modulací *(pokračování)*

18. Dvojčinný měnič s úplným můstkem a s dvojcestným usměrňovačem

Měnič má velký výstupní výkon, malý transformátor i pro velký výkon, více výstupu, je možný značně odchylný převod od 1, omezený dynamický rozsah, vyžaduje vnější obvody pro řízení.

Měnič nelze realizovat na vysokých kmitočtech (nad 0,5 MHz). Při nesymetrii spínačů se jádro transformátoru stejnosměrně předmagnetuje (ss předmagnetizaci lze vyloučit zapojením kondenzátoru do série s primárním vinutím transformátoru. Měnič vyžaduje tvrdý zdroj a složité řídicí obvody.



Zapojení měniče

Teoretické výstupní napětí je:

$$U_0 = U_1{\cdot}2{\cdot}n{\cdot}\delta\ ,\quad \delta < 0{,}45.$$

Maximální proud spínačem je:

$$I_{C\,max} = (1/n){\cdot}(I_0 + \Delta I_L/2) + I_{m1\,max}\ .$$

Potřebné závěrné napětí každého spínače (tranzistoru T1 až T4) je:

$$U_{CE\,max} > U_1\ .$$

Maximální proudy diodami jsou:

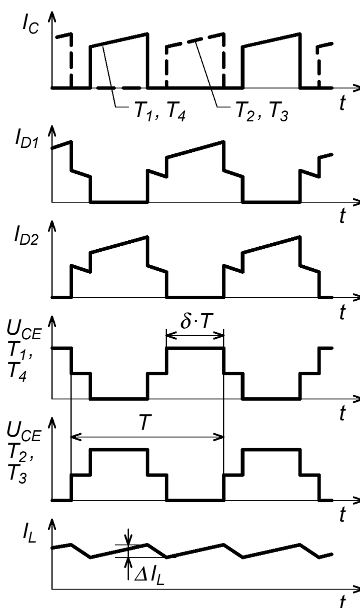
$$I_{D1} = I_0/2\ ,\quad I_{D2} = I_0/2\ .$$

Potřebná závěrná napětí diod jsou:

$$U_{D1} > 2{\cdot}U_1/n\ ,\quad U_{D2} > 2{\cdot}U_1/n\ ,$$

$$U_D > U_1\ ,$$

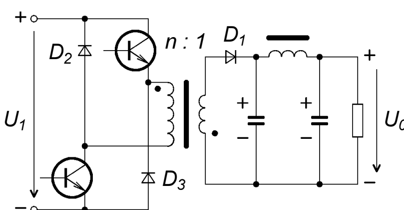
kde D jsou diody, připojené paralelně k tranzistorům T1 až T4.



Průběhy napětí a proudů v měniči

19. Akumulační měnič se dvěma spínači a filtrem

V tomto zapojení jsou kladeny menší nároky na spínací tranzistory než u měniče 2.



Ostatní vlastnosti jsou stejné jako u měniče 2.

Teoretické výstupní napětí je:

$$U_0 = U_1{\cdot}(1/n){\cdot}\delta/(1 - \delta)\ .$$

Maximální proud každým spínačem je:

$$I_{C\,max} = (1/n){\cdot}I_0/(1 - \delta) + \Delta I_L/2\ .$$

← *Zapojení měniče*

Potřebná závěrná napětí spínačů jsou:

$$U_{CE\,max} > 0{,}5{\cdot}(U_1 - n{\cdot}U_0)\ .$$

Maximální proud diodou je:

$$I_{AK\,max} = I_0\ .$$

Potřebná závěrná napětí diod jsou:

$$U_{D1} > U_1/n + U_0\ ,\quad U_{D2} > U_1\ ,$$

$$U_{D3} > U_1\ .$$

regulačních obvodů, nákladnost výroby transformátorů, počet výstupů, možnost miniaturizace a úrovně rušení jsou dalšími hledisky, někdy i převládajícími nad hlediskem výběru podle měrného výkonu vztaženého k jednotce objemu transformátoru či tlumivky.

Zdánlivý výkon P_j přenášený transformátorem akumulačního měniče je určen energií obsaženou v jeho vinutí.

Pro akumulační měnič s transformátorem (typ flyback), který pracuje na hranici přerušovaného primárního proudu, je:

$$P_j = 0{,}5{\cdot}L_1{\cdot}I^2_{1\,max}{\cdot}f =$$
$$= 0{,}5{\cdot}(N{\cdot}\Delta\Phi/I_{1\,max}){\cdot}I^2_{1\,max}{\cdot}f =$$
$$= 0{,}5{\cdot}S_j{\cdot}\Delta B{\cdot}N_1{\cdot}I_{1\,max}{\cdot}f =$$
$$= 0{,}5{\cdot}S_j{\cdot}\Delta B{\cdot}f{\cdot}[S_v{\cdot}a_v/(2{\cdot}d^2)]{\cdot}$$
$$\cdot(\sigma{\cdot}\pi{\cdot}d^2/4)\ . \qquad 5.1$$

Pro propustný měnič pro $\delta = 0{,}5$ je:

$$P_j = U_1{\cdot}I_1 =$$
$$= \Delta B{\cdot}S_j{\cdot}N{\cdot}I_1{\cdot}(1/\delta{\cdot}T) =$$
$$= 2{\cdot}\Delta B{\cdot}S_j{\cdot}f{\cdot}[S_v{\cdot}a_v/(2{\cdot}d^2)]{\cdot}$$
$$\cdot(\sigma{\cdot}\pi{\cdot}d^2/4)\ . \qquad 5.2$$

Pro dvojčinný měnič pro $\delta = 0{,}5$ je:

$$P_j = 2{\cdot}2{\cdot}B{\cdot}S_j{\cdot}f{\cdot}[S_v{\cdot}a_v/(2{\cdot}d^2)]{\cdot}$$
$$\cdot(\sigma{\cdot}\pi{\cdot}d^2/4)\ . \qquad 5.3$$

Pro porovnání uvedeme vztah pro zdánlivý výkon transformátoru s harmonickým průběhem napětí:

$$P_j = (\pi/\sqrt{2}){\cdot}2{\cdot}B{\cdot}S_j{\cdot}f{\cdot}[S_v{\cdot}a_v/(2{\cdot}d^2)]{\cdot}$$
$$\cdot(\sigma{\cdot}\pi{\cdot}d^2/4)\ . \qquad 5.4$$

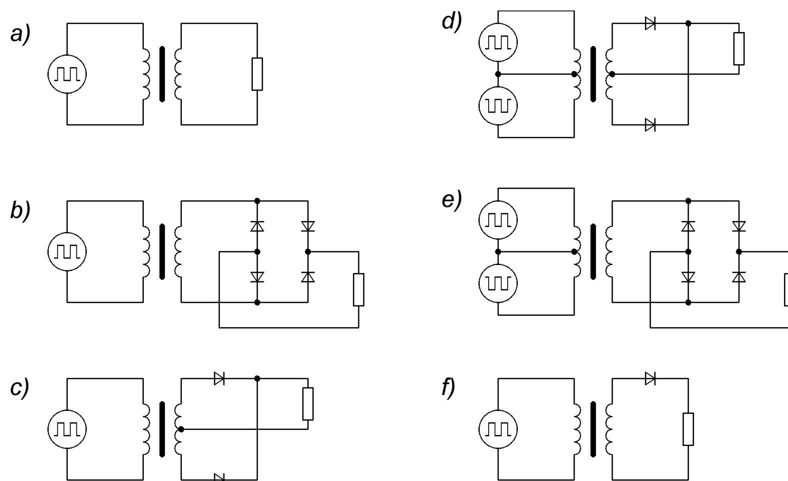
Ve všech vztazích 5.1 až 5.4 pro zdánlivý výkon P_j vyjadřuje činitel $[S_v{\cdot}a_v/(2{\cdot}d^2)]$ počet závitů N a činitel $(\sigma{\cdot}\pi{\cdot}d^2/4)$ proud I.

Pro vinutí tlumivky je k dispozici celá plocha vinutí. Průběh napětí na tlumivce je v době od 0 do $\delta{\cdot}T$ podobný průběhu napětí na transformátoru propustného měniče. Magnetický indukční zdvih je však jen částí zdvihu magnetické indukce transformátoru propustného měniče.

Při trojúhelníkovém průběhu proudu u akumulačního měniče je efektivní hodnota proudu v jednom vinutí $0{,}41{\cdot}I_{1\,max}$ (pro $\delta = 0{,}5$).

V propustném měniči má proud v primárním i sekundárním vinutí přibližně obdélníkový průběh. Při $\delta = 0{,}5$ je efektivní hodnota proudu $0{,}7{\cdot}I_1$ (resp. $0{,}7{\cdot}I_2$).

U transformátoru s jedním primárním vinutím pro dvojčinný měnič je efektivní hodnota proudu rovna přibližně velikosti I_1.



Obr. 5.1. Různé druhy vinutí transformátorů pro usměrňovače

Vezme-li se proudová hustota σ u transformátoru dvojčinného měniče za základ, může být u propustného měniče proudová hustota 1,4x a u akumulačního měniče 2,4x větší.

Shrnou-li se údaje o transformátoru propustného měniče, akumulačního měniče a dvojčinného měniče navrženého za stejných podmínek (rozměry, kmitočet, oteplení a přípustná změna magnetické indukce), může se propustným měničem přenést přibližně jen pětinový výkon dvojčinného měniče a akumulačním měničem přibližně jen jedna desetina výkonu dvojčinného měniče.

Označí-li se zdánlivý výkon transformátoru P_j (obr. 5.1a) jako aritmetický průměr výkonu primárního vinutí P_{j1} a odevzdávaného výkonu sekundárním vinutím P_{j2}, je pro jednoduché primární i sekundární vinutí:

$$P_j = 0{,}5 \cdot (P_{j1} + P_{j2}). \qquad 5.5$$

Protože $P_{j2}/\eta = P_{j1}$, je:

$$P_j = 0{,}5 \cdot U_2 \cdot I_2 \cdot (1 + 1/\eta).$$

Stejný výsledek je pro transformátor zatížený můstkovým usměrňovačem (obr. 5.1b). Usměrněný výkon je shodný s výkonem usměrněného proudu.

Při použití dvojcestného usměrňovače (obr. 5.1c) prochází každým sekundárním vinutím fázový proud $I_2 \cdot \sqrt{\delta}$. Protože sekundární vinutí je dvojité, je výkon obou sekundárních vinutí:

$$P_{j2} = 2 \cdot U_2 \cdot I_2 \cdot \sqrt{\delta}.$$

Celkový výkon transformátoru je:

$$P_j = 0{,}5 \cdot U_2 \cdot I_2 \cdot (2 \cdot \sqrt{\delta} + 1/\eta).$$

Výkon stejnosměrného proudu je:

$$P_{ss} = U_2 \cdot I_2.$$

Pro $\eta = 1$ a $\delta = 0{,}5$ je poměr výkonů:

$$P_j/P_{ss} = 1{,}207.$$

Zdánlivý výkon transformátoru musí být tedy o 20 % větší než je usměrněný výkon.

Pro transformátor se středním vývodem primárního vinutí a s jednoduchým sekundárním vinutím pro můstkový usměrňovač (obr. 5.1e) je zdánlivý výkon transformátoru:

$$P_j = 0{,}5 \cdot U_2 \cdot I_2 \cdot [1 + (2 \cdot \sqrt{\delta})/\eta].$$

Pro $\eta = 1$ a $\delta = 0{,}5$ je nutné, aby zdánlivý výkon transformátoru byl také o 20 % větší, než je usměrněný výkon.

Má-li transformátor střední vývod primárního vinutí a sekundární vinutí je dvojité pro dvojcestné usměrnění (obr. 5.1d), je zdánlivý výkon transformátoru:

$$P_j = 0{,}5 \cdot U_2 \cdot I_2 \cdot [2 \cdot \sqrt{\delta} + (2 \cdot \sqrt{\delta})/\eta].$$

Pro $\eta = 1$ a $\delta = 0{,}5$ je poměr výkonů:

$$P_j/P_{ss} = 1{,}41.$$

Zdánlivý výkon transformátoru musí být o 40 % větší, než je výkon usměrněného proudu.

Zdánlivý výkon transformátoru pro jednoduchý usměrňovač (obr. 5.1f) je:

$$P_j = 0{,}5 \cdot U_2 \cdot I_2 \cdot (\sqrt{\delta} + \sqrt{\delta}/\eta).$$

Stejnosměrný výkon proudu je však:

$$P_{ss} = (U_2/2) \cdot (I_2/2).$$

Poměr výkonů P_j/P_{ss} je pak:

$$P_j/P_{ss} = [0{,}5 \cdot U_2 \cdot I_2 \cdot (\sqrt{\delta} + \sqrt{\delta}/\eta)]/ /[(U_2/2) \cdot (I_2/2)] = 2 \cdot (\sqrt{\delta} + \sqrt{\delta}/\eta).$$

Pro $\eta = 1$ a $\delta = 0{,}5$ je poměr výkonů:

$$P_j/P_{ss} = 2{,}8.$$

Typový výkon transformátoru tedy musí být 2,8x větší, než je stejnosměrný výkon usměrněného proudu.

6. Rezonanční měniče

Nedostatkem spínaných zdrojů s pulsně šířkovou modulací (PWM) je, že parazitní reaktance ve výkonovém obvodu jsou zdrojem energie, která způsobuje ztrátové výkony, napěťové špičky (přepětí) a rušení elektromagnetickými vlnami, které se šíří po vodičích i vyzařují z měniče.

Ztrátové výkony jsou zvláště významné při vyšších spínacích kmitočtech.

Vznik ztrátového výkonu ve spínacím tranzistoru ilustruje obr. 6.1.

Je-li např. výstupní paralelní kapacita spínacího tranzistoru C = 100 pF a je-li nabíjena napájecím napětím U = 300 V, vzniká při spínání kmitočtem f = 1 MHz ztrátový výkon P_{zC}:

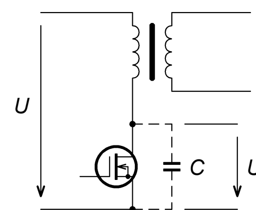
$$P_{zC} = 0{,}5 \cdot C \cdot U^2 \cdot f =$$
$$= 0{,}5 \cdot 100 \cdot 10^{-12} \cdot 300^2 \cdot 10^6 = 4{,}5 \text{ W}$$

Tento výkon se převážně ztrácí na sériovém odporu spínacího tranzistoru.

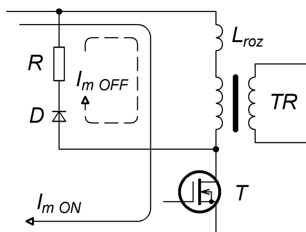
Primární vinutí transformátoru nemůže být nikdy těsně vázáno se sekundárním. Ta část indukčnosti vinutí, která nemá společný magnetický indukční tok s indukčním tokem obou vinutí, je rozptylová indukčnost. Její velikost, vztažená k některému z vinutí, bývá až několik procent indukčnosti tohoto vinutí.

Prochází-li parazitní rozptylovou indukčností o velikosti např. 10 µH pracovní stejnosměrný proud 1 A (tento proud je magnetovacím proudem rozptylové indukčnosti), pak při přerušení tohoto proudu vyvolá energie obsažená v magnetickém poli rozptylové indukčnosti přepětí, které umožní další průtok proudu.

Obvody, přes které se magnetovací proud rozptylové indukčnosti uzavírá, mohou být zničeny. Cesta proudu do zdroje je znemožněna vypnutým spínačem. Cesta proudu přes zátěž je znemožněna tím, že do výstupního obvodu měniče není rozptylová indukčnost magneticky vázána. Obvykle však proud zanikne v tlumicím



Obr. 6.1. Ztrátový výkon spínacího tranzistoru je způsobený parazitní kapacitou a ztrácí se v sériovém odporu spínače. Parazitní kapacita C vypnutého tranzistoru je nabíjena napájecím napětím U



Obr. 6.2. Ztrátový výkon vzniká v tlumicím členu (R, D) při vypnutí spínacího tranzistoru T, prochází-li transformátorem TR proud. L_{roz} je rozptylová indukčnost transformátoru, $I_{m\ ON}$ je magnetovací proud rozptylové indukčnosti při sepnutém T, $I_{m\ OFF}$ je magnetovací proud rozptylové indukčnosti při vypnutém T,

členu, kterým bývá transformátor opatřen (zapojení tlumicího členu je na obr. 6.2). Opatření však jde na úkor účinnosti měniče.

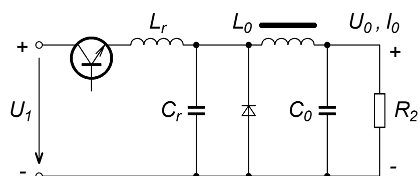
Ztrátový výkon, který vzniká jen z energie v rozptylové indukčnosti při kmitočtu spínání 1 MHz, je pro uvedený příklad:

$$P_{zL} = 0{,}5 \cdot L \cdot I^2 \cdot f = 0{,}5 \cdot 10^{-5} \cdot 1 \cdot 10^6 = 5\ \mathrm{W}$$

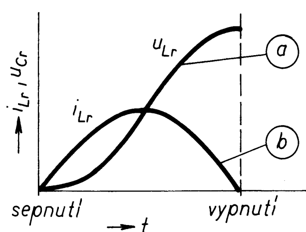
Přitom se vyzařují elektromagnetické vlny a šíří se po vodičích.

Uvedené ztrátové výkony, způsobené parazitní kapacitou a indukčností, jsou významné vzhledem k výkonům měničů, které bývají desítky, nejvýše několik málo stovek wattů.

Cesta, jak se vyhnout vzrůstajícím ztrátám spojeným se spínáním při vyšších kmitočtech, byla nalezena v topologii, známé pod označením rezonanční měniče.



Obr. 6.3. Schéma měniče s vypínáním v nule proudu. L_r a C_r je vložená rezonanční indukčnost a kapacita



Obr. 6.4. Průběhy napětí a proudu na součástkách L_r a C_r rezonančního obvodu z obr. 6.3 v době mezi sepnutím a vypnutím spínacího tranzistoru: a) je průběh napětí na nabíjeném kondenzátoru C_r (průběh má tvar $1 - \cos\omega_r \cdot t$), b) je průběh proudu cívkou L_r (průběh má tvar $\sin\omega_r \cdot t$)

Tyto měniče využívají rezonance kapacity a indukčnosti. Při použití rezonančních obvodů se omezují spínací ztráty buď tím, že se rezonanční indukčnost připojí i odpojí do rezonančního obvodu v nule proudu procházející touto indukčností, nebo tím, že se rezonanční kapacita připojuje a odpojuje v nule napětí.

Princip spínání v nule proudu, které je v literatuře označováno jako ZCS (Zero Curent Switching), je uveden na modifikovaném akumulačním měniči se sestupným napětím (obr. 6.3).

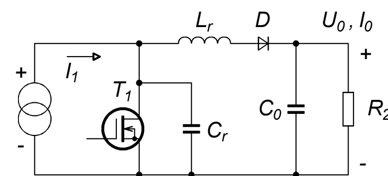
Průběhy napětí a proudu na součástkách L_r a C_r rezonančního obvodu v měniči z obr. 6.3 v době mezi sepnutím a vypnutím spínače jsou schématicky naznačeny na obr. 6.4. Tranzistor spíná i vypíná v nule proudu. Ztráty i rušení jsou proto malé. Doba mezi sepnutím a vypnutím spínače je stálá. Je určena poloviční dobou rezonanční periody. Výstupní napětí je řízené dobou sepnutí spínače, tj. délkou doby vypnutí spínače.

Při sinusovém průběhu má proud velkou vrcholovou hodnotu a to má za následek zvýšené ztráty v odporu vinutí rezonanční cívky L_r.

Spínání v nule napětí, označované jako ZVS (Zero Voltage Switching), je efektivní technika, která umožňuje dosáhnout vysoký spínací kmitočet. Princip je uveden na modifikovaném akumulačním měniči se vzestupným napětím (obr. 6.5).

Průběhy napětí a proudů na součástkách L_r a C_r v měniči z obr. 6.5 jsou v intervalech sepnutí a vypnutí spínače schématicky naznačeny na obr. 6.6. L_r je opět přídavná rezonanční indukčnost a C_r je rezonanční kapacita (parazitní kapacita spínače, která může být zvětšena připojením vnějšího kondenzátoru).

Obvod je napájen zdrojem proudu o velikosti I_1. Kvůli složitějšímu průběhu napětí i proudů jsou jed-



Obr. 6.5. Schéma měniče se spínáním v nule napětí. L_r a C_r je vložená rezonanční indukčnost a kapacita

notlivé, na sebe navazující fáze, označeny časovými okamžiky t_0 až t_4.

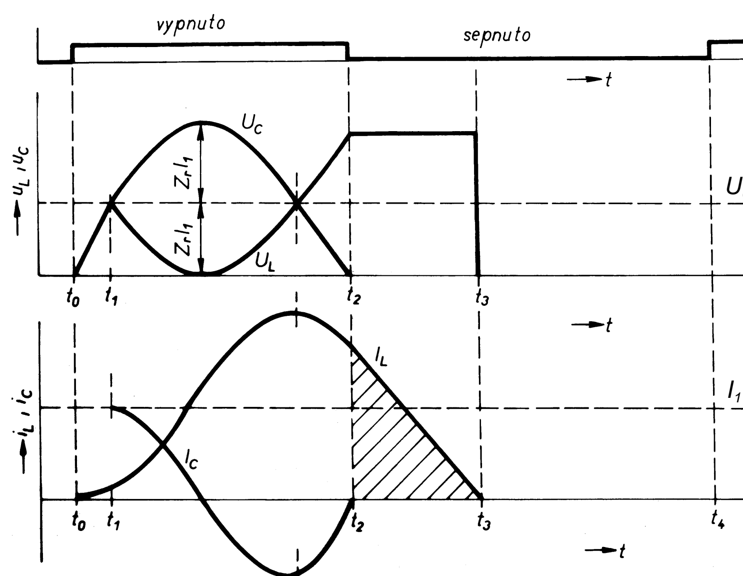
Při vypnutí spínače T_1 v době t_0 se kondenzátor C_r nabíjí. Napětí na něm lineárně roste. V době t_1 dosáhne napětí na C_r velikosti výstupního napětí U_0. Dioda D je průchodná pro proud tekoucí tlumivkou L_r. Proud začíná procházet tlumivkou v okamžiku t_1. V intervalu t_1 až t_2 je průběh napětí a proudů harmonický (sinusový).

V okamžiku t_2 je kondenzátor C_r vybit a spínač spíná. Proud do spotřebiče odtéká při stálém napětí na tlumivce L_r. Proud tlumivkou přestává protékat v okamžiku t_3. Spínač vypíná v okamžiku t_4. Náboj odtékající do zátěže je vyznačen vyšrafovanou plochou pod proudem I_L. Velikost výstupního napětí se reguluje změnou délky doby sepnutí spínače.

Podle zapojení jsou tři skupiny rezonančních měničů.

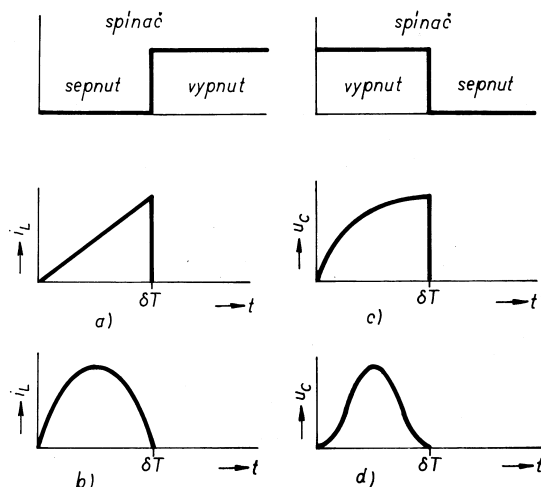
U **rezonančních měničů** se spínacím kmitočtem několik set kHz je rezonanční indukčnost i rezonanční kapacita určena diskrétními součástkami. Průběh napětí a proudů odpovídá harmonickým průběhům rezonančních obvodů *LC*.

U **kvazirezonančních měničů** (QRM - Quasi Rezonant Metod) odpovídá průběh napětí a proudů jen po částech průběhům u rezonančního obvodu. Rezonanční kapacita i indukčnost je složena z několika součástek, jejichž hodnoty bývají i částečně pro-



Obr. 6.6. Průběhy napětí a proudů v měniči podle obr. 6.5 se spínáním v nule napětí (pro zjednodušení jsou indexy u napětí a proudů zkráceny)

Obr. 6.7. Průběh napětí a proudů na spínačích: a) proud spínačem v obvodu s indukčností v běžném měniči PWM, b) proud spínačem v obvodu s indukčností v rezonančním měniči, c) napětí na spínači v obvodu s kapacitou v běžném měniči PWM, d) napětí na spínači v obvodu s kapacitou v rezonančním měniči



měnné. Kmitočet spínání bývá kolem jednoho MHz.

Ve třetí skupině jsou **multirezonanční** měniče. Jejich kmitočet je několik MHz. V multirezonančních měničích se během spínání i vypínání uplatňují proměnné skupiny kondenzátorů a tlumivek, které v souhrnu vytvářejí sice periodický děj, ale s neharmonickým průběhem napětí a proudů.

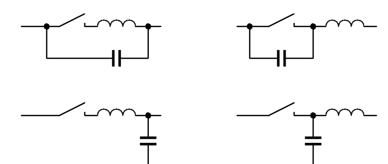
Parametry rezonančních indukčností i kapacit jsou ovlivněny také technologií výroby. Jako rezonanční se konstruují obvykle měniče malých výkonů při kusové výrobě, kdy je snaha dosáhnout co největšího měrného výkonu vztaženého k objemu měniče.

Jen některé druhy z možných zapojení měničů se osvědčily. Dvojčinné rezonanční měniče odvozené z dvojčinných měničů s PWM se nepodařilo zatím vůbec realizovat.

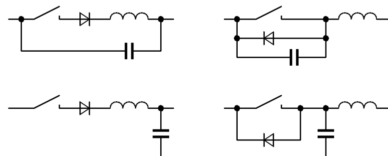
Pro ilustraci principu činnosti jsou na obr. 6.7 schématicky porovnány průběhy napětí a proudů v běžných impulsních měničích (obr. 6.7a a obr. 6.7c) s průběhy v rezonančních měničích (obr. 6.7b a obr. 6.7d).

U rezonančních měničů s vypínáním v nule proudu je rezonanční indukčnost zapojena v sérii se spínačem (obr. 6.8a), u rezonančních měničů s vypínáním v nule napětí je rezonanční kondenzátor připojen paralelně ke spínači (obr. 6.8b).

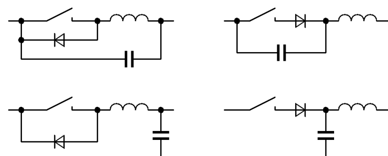
Účinnost rezonančních měničů se zlepšuje tím, že se ke spínačům připojuje dioda (půlcestný mod) - viz obr. 6.8.



Spínače s půlcestným usměrněním



Spínače s plnocestným usměrněním



a) ZCS b) ZVS

Obr. 6.8. Rezonanční spínače: a) v nule proudu (ZCS) a b) v nule napětí (ZVS)

Rezonanční měniče bývají odvozovány z běžných měničů s modulací PWM tak, že se běžný výkonový spínač nahradí tzv. rezonančním spínačem (což je běžný spínač doplněný o rezonanční obvod se součástkami L_r a C_r).

Odvozením vzniknou celé soubory měničů typu ZCS a ZVS, jejichž zapojení je na obr. 6.9 a obr. 6.10.

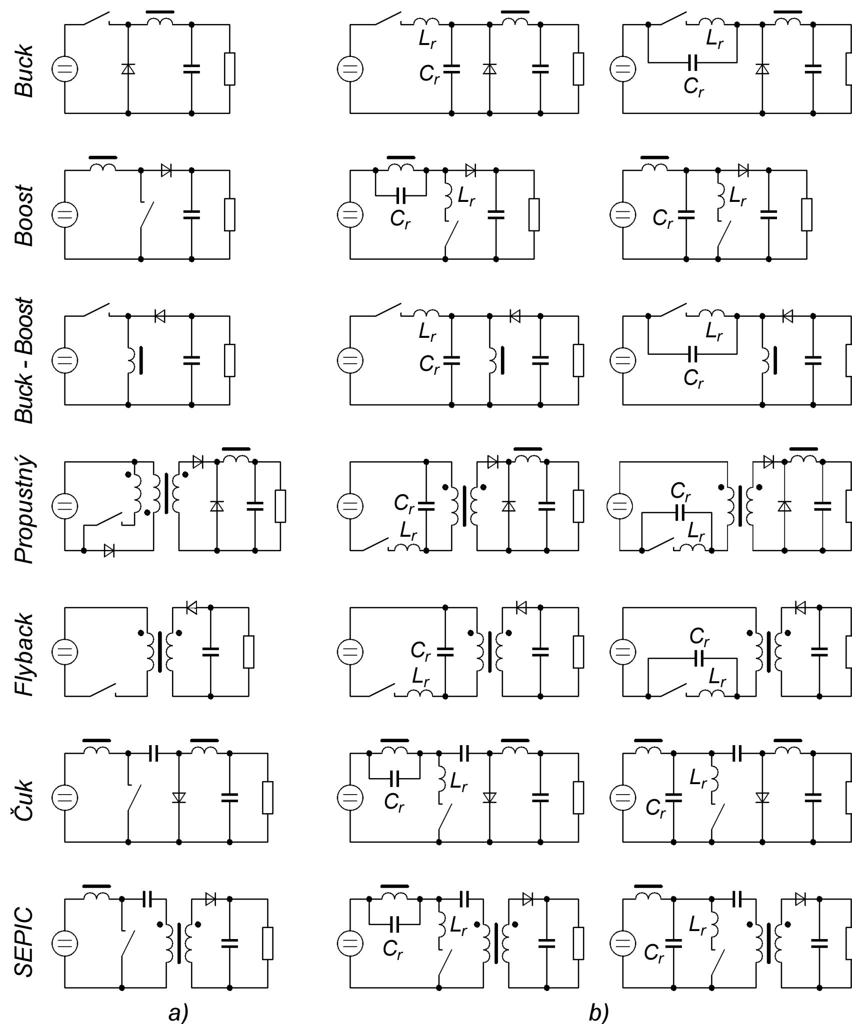
Ve všech případech měničů s transformátory je rozptylová indukčnost transformátorů součástí rezonanční indukčnosti. Podobně i kapacita přechodu spínačů a vlastní kapacita vinutí mohou být součástí rezonanční kapacity.

Žádné ze zapojení však nevyužívá zcela všech parazitních reaktancí výkonového obvodu.

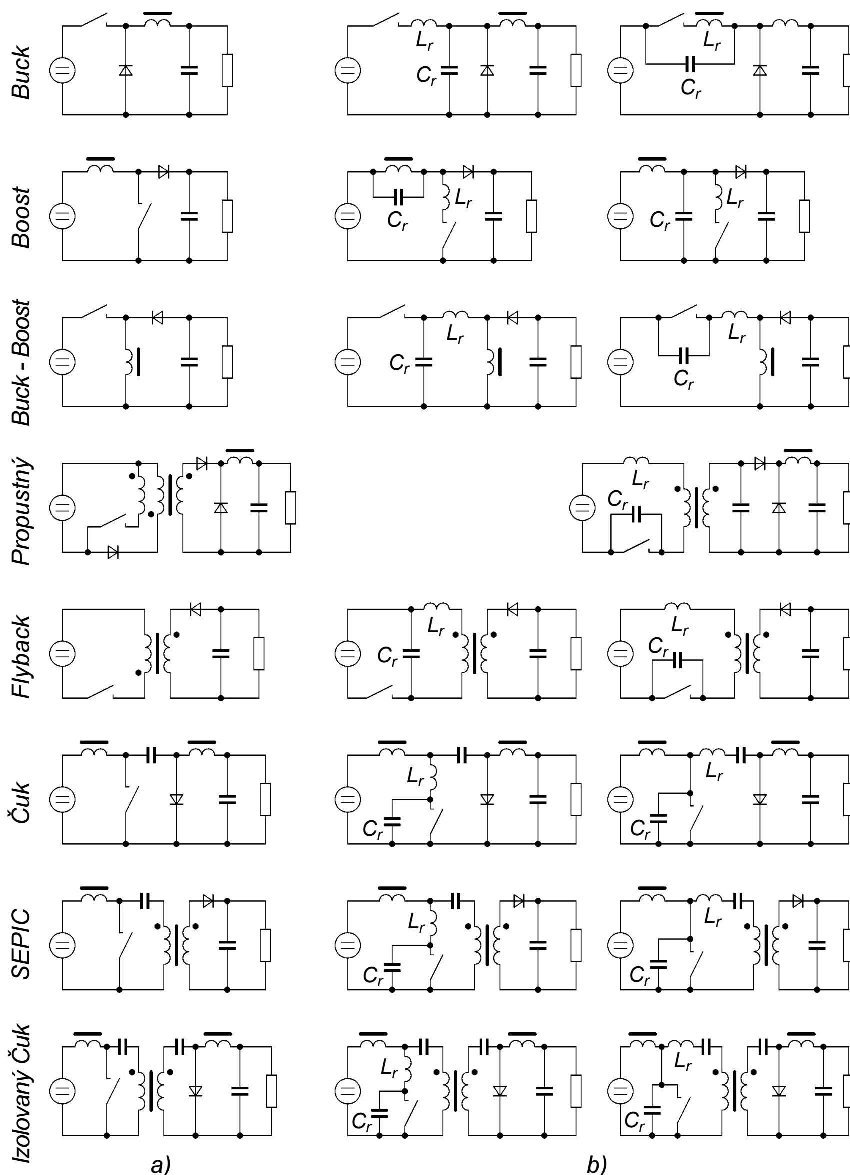
Kvazirezonanční měniče se spínáním v nule proudu nevyužívají výstupní kapacitu výkonového spínače, což nepříznivě ovlivňuje ztrátový výkon při spínání a hodnoty rušení.

Kvazirezonanční měniče se spínáním v nule napětí využívají rozptylovou indukčnost vinutí transformátoru a výstupní kapacitu MOSFETu ke snížení spínacího ztrátového výkonu.

Propustné měniče s transformátorem nemohou být vždy využity se



Obr. 6.9. Odvození zapojení kvazirezonančních měničů se spínáním v nule proudu (ZCS - QRC): a) základní zapojení, b) odvozená zapojení ZCS - QRC



Obr. 6.10. Odvození zapojení kvazirezonančních měničů se spínáním v nule napětí (ZVS - QRC): a) základní zapojení, b) odvozená zapojení ZVS - QRC

spínáním v nule napětí v kvazirezonančním zapojení, protože dioda pro propustný směr zabraňuje vybíjení výstupní kapacity MOSFETu přes zátěž při jeho spínání.

Propustné měniče se spínáním v nule proudu využívají všechny hlavní parazitní reaktance výkonového obvodu.

Úspěšně se využívají technologie multirezonančních měničů se spínáním v nule proudu u akumulačních měničů se snižováním napětí.

U měničů se spínáním v nule proudu je stálá doba, po kterou je spínač sepnut. Je určena polovinou doby periody rezonančního kmitu. Proměnnou je perioda spínání. Změna periody slouží k regulaci výstupního napětí. Rezonanční kmitočet bývá maximálně 1 MHz. Perioda spínání je několikrát delší než doba, po kterou je spínač sepnut. S rostoucím zatížením se perioda spínání zkracuje (spínací kmitočet se zvyšuje). Poměr doby sepnutí k periodě spínání bývá 1:1 až 1:10.

U měničů se spínáním v nule napětí bývá spínací kmitočet maximálně 10 MHz. Spínače mají stálou dobu vypnutí. Doba vypnutí spínače je polovinou periody rezonančního kmitočtu. Proměnná je perioda spínání, která slouží k regulaci výstupního napětí. S rostoucím zatížením se perioda spínání zvětšuje (kmitočet spínání se snižuje). Poměr doby vypnutí k periodě spínání bývá 1:1 až 1:4.

Porovnání některých vlastností rezonančních měničů se spínáním v nule proudu a v nule napětí je v tabulce 6.1. Přibližné rozdělení ztrátového výkonu v různých součástkách rezonančních měničů je v tab. 6.2.

Analýza rezonančních měničů a jejich praktický návrh bez počítačové simulace je pracný, časově náročný a nákladný kvůli nutnosti opakovaně návrhovat transformátory a tlumivky a probírat varianty obvodového řešení.

Počítačová simulace hraje významnou roli při analýze a návrhu měniče a jeho řídicích obvodů. V literatuře se uvádí simulační program SPICE a dokonalejší program SIMULINK. Tento program simuluje chování měniče i v přechodných dějích a podává mnohem úplnější popis měniče.

Při popisu rezonančních měničů se jejich činnost rozkládá obvykle do čtyř fází, které se matematicky popisují v časové oblasti diferenciálními rovnicemi. Ty se potom simulují aktivními a pasivními prvky *RC*, které se spojí programem. Tak se získá program, který vystihuje výslednou činnost.

Pokud nejsou počítačové programy k dispozici, je možné použít jako vodítko návrhy měničů popsané v literatuře. Tyto údaje a výsledky z vlastních praktických zkoušek umožní přibližovat se zadané specifikaci.

Vlastní návrh rezonančních měničů také usnadní některá dále uvedená zapojení a popis jejich vlastností.

K porozumění činnosti přispívá početní vyjádření průběhu napětí a proudů v sériovém rezonančním obvodu (obr. 6.11) a grafické vyjádření těchto průběhů.

Pro připojení zdroje napětí k sériovému obvodu *RLC* (obr. 6.11a) platí rovnice:

Tab. 6.1. Porovnání některých vlastností rezonančních měničů

	Spínání v nule proudu	**Spínání v nule napětí**
Řízení:	stálá doba sepnutí spínače	stálá doba vypnutí spínače
Tvar napětí na spínači:	přibližně pravoúhlý	přibližně sinusový
Tvar proudu spínačem:	přibližně sinusový	přibližně pravoúhlý
Rozsah zátěže:	R_{min} až ∞	0 až R_{max}
U_0/U_1 vzrůstá, když:	kmitočet spínání roste	kmitočet spínání klesá
U_0/U_1 vzrůstá, když:	zátěž *R* vzrůstá	zátěž *R* vzrůstá
Plnocestný mod:	dioda antiparalelně k tranzistoru	dioda v sérii s tranzistorem
Půlcestný mod:	dioda v sérii s tranzistorem	dioda antiparalelně k tranzistoru
Kmitočet spínání f_s :	až do 1 MHz	až do 10 MHz
Výkony měničů:	do několika set W	do několika set W
Účinnost:	lepší než 70 %	lepší než 70 %

Tab. 6.2. Přibližné rozdělění ztrátového výkonu v různých součástkách u rezonančních měničů

Součástka	**% z výkonu**
Diody	10
Spínače	3
Jádro transform.	2
Vinutí transform.	2
Vinutí tlumivky	2
Spínání	1
Řízení	1,5
Vstupní filtr	0,5
Výstupní filtr	0,5
Celkem	22,5

$$I = [U/(L \cdot b)] \cdot e^{at} \cdot \sin bt,$$

$$U_R = [R \cdot U/(L \cdot b)] \cdot e^{at} \cdot \sin bt,$$

$$U_L = (U/b) \cdot e^{at} \cdot (a \cdot \sin bt + b \cdot \cos bt),$$

$$U_C = (U/b) \cdot e^{at} \cdot (a \cdot \sin bt - b \cdot \cos bt) + U.$$

Pro připojení nabitého kondenzátoru k sériovému obvodu *RL* (obr. 6.11b) platí rovnice:

$$I = -[U/(L \cdot b)] \cdot e^{at} \cdot \sin bt,$$

$$U_R = -[R \cdot U/(L \cdot b)] \cdot e^{at} \cdot \sin bt,$$

$$U_L = -(U/b) \cdot e^{at} \cdot (a \cdot \sin bt + b \cdot \cos bt),$$

$$U_C = (U/b) \cdot e^{at} \cdot (a \cdot \sin bt + b \cdot \cos bt).$$

V předchzích rovnicích je:

$$a = -R/(2 \cdot L)$$

a $\quad b = \sqrt{[(1/(L \cdot C)) - (R/(2 \cdot L))^2]}.$

Pro periodu *T* kmitů platí:

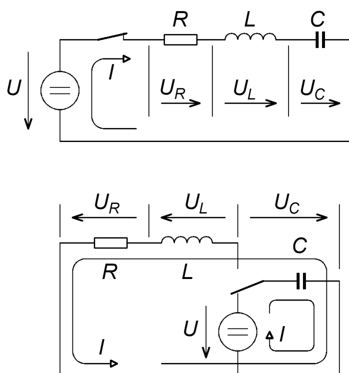
$$T = 2 \cdot \pi / \sqrt{[(1/(L \cdot C)) - (R/(2 \cdot L))^2]},$$

je-li: $\quad 1/(L \cdot C) >> (R/(2 \cdot L))^2,$

je: $\quad T = 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L \cdot C)}.$

Rezonanční kmitočet je určen rezonanční indukčností L_r a rezonanční kapacitou C_r:

$$f_r = [1/(2 \cdot \pi)] \cdot [1/\sqrt{(L_r \cdot C_r)}]. \qquad 6.1$$



Obr. 6.11. a) Připojení sériového obvodu RLC ke stejnosměrnému napětí. b) Připojení sériového obvodu RL k nabitému kondenzátoru

Aby děje v rezonančním obvodu rezonančních měničů byly periodické a tlumené, nesmí sériový odpor *R* v tomto obvodu překročit určitou velikost:

$$R < 2 \cdot \sqrt{(L_r / C_r)}. \qquad 6.2$$

Protože $\sqrt{(L_r / C_r)}$ je impedancí Z_r rezonančního obvodu, musí být:

$$Z_r > 0{,}5 \cdot R. \qquad 6.3$$

Dále jsou uvedena některá schémata rezonančních měničů, podle nichž bude možné podrobněji specifikovat požadavky na tlumivky a transformátory a jejich konstrukci.

6.1 Schémata některých rezonančních měničů

1. Akumulační rezonanční měnič se sestupným napětím se spínáním v nule proudu (typ buck).

Schéma zapojení měniče je na obr. 6.12a (viz [15]).

Spínač spíná i vypíná v nule proudu. Kondenzátor představovaný parazitní kapacitou spínače se při vypnutém spínači nabije napětím, které se rovná rozdílu vstupního a výstupního napětí měniče. Energie obsažená v tomto kondenzátoru se při sepnutí zmaří ve spínači. Vypnutí se uskuteční bez přerušení proudu.

Popišme **1. fázi** činnosti měniče. Po sepnutí spínače v čase $t = t_0$ roste proud I_r (protékající rezonanční cívkou L_r) nejprve lineárně po dobu $\Delta t = t_1 - t_0$, protože kondenzátor C_r je zkratován diodou D, která vede, neboť jí prochází proud, který je generován akumulační tlumivkou L_0. Až tento proud dosáhne velikosti výstupního proudu I_0, dioda se uzavře, neboť začíná být polarizována v nepropustném směru. To nastane v okamžiku t_1. Potom:

$$I_0 = U_1 \cdot (t_1 - t_0) / L_r. \qquad 6.4$$

Kondenzátor C_r se nabíjí.

2. fáze činnosti měniče: Obvod L_rC_r rezonuje na rezonančním kmitočtu:

$$f_r = [1/(2 \cdot \pi)] \cdot [1/\sqrt{(L_r \cdot C_r)}].$$

Vzhledem k hodnotám součástek L_0, C_0 a R_2 je rezonanční kmitočet těmito součástkami ovlivněn jen málo.

Obvodem prochází proud I_r, který má průběh:

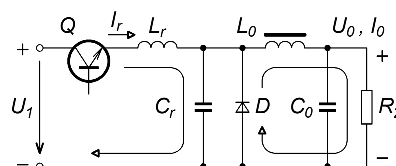
$$I_r = I_0 + (U_1 / Z_r) \cdot \sin \omega_r \cdot t, \qquad 6.5$$

kde: $\quad Z_r = \sqrt{(L_r / C_r)}.$

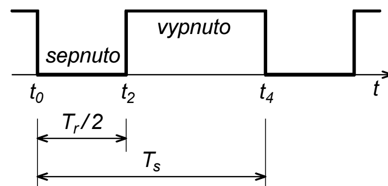
Kondenzátor C_r se nabije napětím o velikosti $2 \cdot U_1$.

Doba sepnutí spínače $t_2 - t_0$ je stálá a má velikost:

$$t_2 - t_0 = I_0 \cdot L_r / U_1 + \pi \cdot \sqrt{(L_r \cdot C_r)}. \qquad 6.6$$



Obr. 6.12a. Akumulační rezonanční měnič se sestupným napětím se spínáním v nule proudu



Obr. 6.12b. Časový diagram činnosti spínače v měniči z obr. 6.12a. $T_r/2$ je doba sepnutí a platí: $T_r/2 \approx \pi \cdot \sqrt{(L_r \cdot C_r)}$. T_s je perioda spínání a platí: $T_s > T_r/2$.

Tab. 6.3. Funkce spínače a diody v rezonančním měniči z obr. 6.12a

Fáze	**Spínač**	**Dioda**	**Čas**
1.	zap.	zap.	t_0 až t_1
2.	zap.	vyp.	t_1 až t_2
3.	vyp.	vyp.	t_2 až t_3
4.	vyp.	zap.	t_3 až t_4

3. fáze činnosti měniče: Spínač Q je vypnut a dioda D je polarizována v nepropustném směru, neboť napětí na kondenzátoru je větší než výstupní napětí. Kondenzátor C_r se vybíjí stálým proudem I_0 do akumulační tlumivky.

4. fáze činnosti měniče: Po vybití kondenzátoru C_r je dioda D polarizována v propustném směru. Vybíjecí proud kondenzátoru C_r byl magnetovacím proudem tlumivky L_0. Tento magnetovací proud pokračuje v témže směru a prochází zátěží R_2 a diodou D zpět do tlumivky. Postupně se zmenšuje na nulu. Spíná spínač Q a cyklus všech čtyř fází se periodicky opakuje.

Časový diagram činnosti spínače je na obr. 6.12b. Funkce spínače a diody během všech čtyř fází je shrnuta v tab. 6.3. Průběh některých napětí a proudů v měniči je naznačen na obr. 6.13.

Energie obsažená v kondenzátoru C_r se přenáší na výstup. Při úplném vybití kondenzátoru je dodávaný výkon:

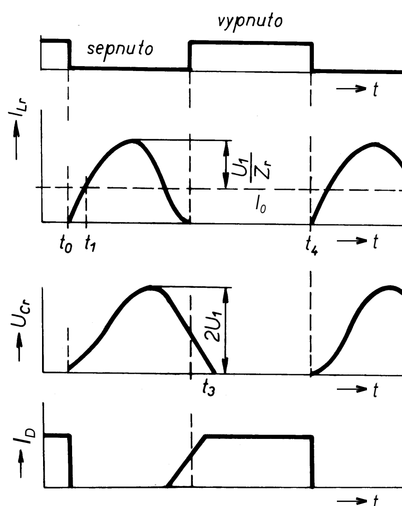
$$P_0 = U_0 \cdot I_0 = 0{,}5 \cdot C_r \cdot 4 \cdot U_1^2 \cdot f. \qquad 6.7$$

Úpravou se určí, že rezonanční odpor má být:

$$\sqrt{(L_r / C_r)} = Z_r = U_1^2 / (\pi \cdot U_0 \cdot I_0). \qquad 6.8$$

Současně musí platit:

$$\sqrt{(L_r / C_r)} > 0{,}5 \cdot R_s. \qquad 6.9$$



Obr. 6.13. Průběhy některých napětí a proudů v měniči z obr. 6.12a

Potom:

$$1/T_r = f_r \approx 1/[2\cdot\pi\cdot\sqrt{(L_r\cdot C_r)}]. \quad 6.10$$

R_s je sériový odpor, obsažený v sériovém rezonančním obvodu. Při malém odporu R_s se uvažuje, že:

$$R_s \approx R_2 = U_0/I_0. \quad 6.11$$

Spojením předchozích tří rovnic se získá orientační vztah pro určení kapacity C_r:

$$C_r < 2\cdot I_0/(U_0\cdot\omega_r). \quad 6.12$$

Má se např. navrhnout rezonanční měnič, který ze stejnosměrného napětí 24 V vytvoří stejnosměrné napětí 12 V s odběrem 6 A. Spínací kmitočet je proměnný od 0,1 MHz do 1 MHz. Doba sepnutí je stálá $0{,}5.10^{-6}$ s.

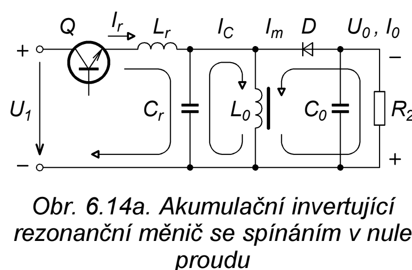
Výpočtem se určí, že C_r < 158 nF a L_r > 0,3 μH. Pro získání bezpečného odstupu od aperiodického děje se použije kondenzátor s kapacitou několikrát menší než vypočtenou, tj. např. fóliový kondenzátor 68 nF/63 V. Zvolené kapacitě odpovídá indukčnost 0,75 μH. Těmto hodnotám odpovídá Z_r = 3,3 Ω. Amplituda proudu tlumivkou L_r je 24 V/3,3 Ω = 7,2 A. Pro $T_r/(2\cdot T_s)$ = 0,5 je efektivní hodnota proudu 3,6 A. Pro tuto velikost proudu by se určil průměr vodiče. Indukčnost L_0 se volí desetkrát větší než L_r a kapacita C_0 se určí z přípustné velikosti zvlnění.

2. Akumulační invertující rezonanční měnič se spínáním v nule proudu (typ flyback).

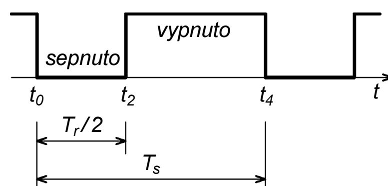
Schéma měniče je na obr. 6.14a.

Spínač spíná i vypíná v nule proudu. Parazitní kapacita spínače při jeho vypnutí je nabitá. Energie v ní obsažená se při sepnutí zmaří ve spínači.

1. fáze činnosti měniče: Po sepnutí spínače v čase $t = t_0$ proud I_r rezonanční cívkou L_r lineárně vzrůstá po dobu $\Delta t = t_1 - t_0$, protože kondenzátor



Obr. 6.14a. Akumulační invertující rezonanční měnič se spínáním v nule proudu



Obr. 6.14b. Časový diagram činnosti spínače v měniči z obr. 6.14a. $T_r/2$ je doba sepnutí a platí: $T_r/2 \approx \pi\cdot\sqrt{(L_r\cdot C_r)}$. T_s je perioda spínání a platí: $T_s > T_r/2$.

Tab. 6.4. Funkce spínače a diody v rezonančním měniči z obr. 6.14a

Fáze	Spínač	Dioda	Čas
1.	zap.	zap.	t_0 až t_1
2.	zap.	vyp.	t_1 až t_2
3.	vyp.	vyp.	t_2 až t_3
4.	vyp.	zap.	t_3 až t_4

C_r je připojen k napětí U_0 přes diodu D, kterou prochází proud I_0. Proud I_0 je generován akumulační tlumivkou L_0. V okamžiku t_1, kdy proud I_r dosáhne velikosti výstupního proudu I_0, se dioda D uzavře, neboť je polarizována v nepropustném směru. Potom:

$$I_0 = U_1\cdot(t_1 - t_0)/L_r. \quad 6.13$$

2. fáze činnosti měniče: Kondenzátor C_r se nabíjí napětím $2\cdot U_1 - U_0$. Průběh proudu I_r je v intervalu t_1 až t_2 sinusový:

$$I_r = [U_1/\sqrt{(L_r/C_r)}]\cdot\sin\omega_r\cdot t. \quad 6.14$$

Kondenzátor se nabíjí napětím:

$$U_C = -U_0 + U_1\cdot(1 - \cos\omega_r\cdot t). \quad 6.15$$

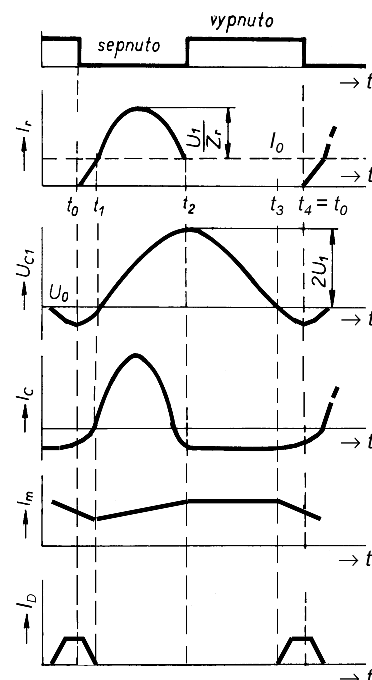
Po dosažení nulového proudu I_r spínač vypíná.

3. fáze činnosti měniče: Až do okamžiku t_3 se kondenzátor C_r vybíjí stálým proudem I_0 přes tlumivku L_0:

$$I_0 = C_r\cdot(2\cdot U_1 - U_0)/(t_3 - t_2). \quad 6.16$$

Tento proud je magnetovacím proudem tlumivky L_0, do které se akumuluje energie. Horní svorka tlumivky L_0 je kladná, dioda je proto uzavřená.

Vybíjení kondenzátoru C_r je ukončeno (v okamžiku t_3), když napětí na něm klesne pod velikost $-U_0$. Polarita napětí na indukčnosti L_0 se obrací a



Obr. 6.15. Průběhy některých napětí a proudů v rezonančním měniči z obr. 6.14a

dioda D se polarizuje v propustném směru.

4. fáze činnosti měniče: Proud tlumivkou prochází v témže směru a uzavírá se přes zatěžovací odpor. V okamžiku t_4 spínač spíná znovu.

Z rovnosti napěťových ploch:

$$U_0\cdot T = (2\cdot U_1 - U_0)\cdot(t_4 - t_3). \quad 6.17$$

vyplývá velikost napětí U_0.

Časový diagram činnosti spínače je na obr. 6.14b. Funkce spínače a diody během všech čtyř fází je shrnuta v tab. 6.4. Průběhy některých napětí a proudů v měniči jsou naznačené na obr. 6.15.

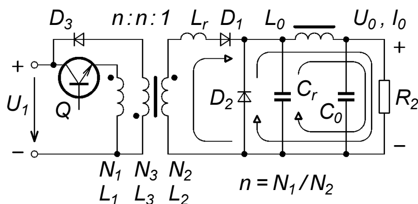
Při návrhu měniče se vychází z energie nahromaděné v rezonančním kondenzátoru a návrh je obdobný, jako v případě předchozím [10].

3. Propustný kvazirezonanční měnič s transformátorem a se spínáním v nule proudu.

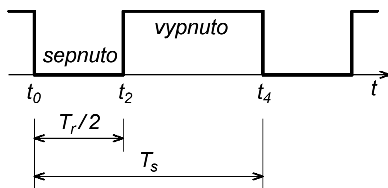
Schéma měniče je na obr. 6.16a [16].

Sepnutí spínače je ztrátové, protože jeho parazitní kapacita je nabita napětím zdroje. Dokonalé vypínání při nulovém proudu u měničů s transformátorem není možné, neboť transformátor pro svoji činnost odebírá magnetovací proud.

Transformátor je spínačem Q oddělen od zdroje a diodou D_1 od zátěže. Po vypnutí spínače Q odvádí rekuperační vinutí prostřednictvím diody D_3 magnetovací proud transformátoru do zdroje. Pro rezonanci není rekuperační vinutí významné. V dalším



Obr. 6.16a. Propustný kvazirezonanční měnič s transformátorem a se spínáním v nule proudu



Obr. 6.16b. Časový diagram činnosti spínače v měniči z obr. 6.16a. $T_r/2$ je doba sepnutí a platí: $T_r/2 \approx \pi \cdot \sqrt{(L_r \cdot C_r)}$. T_s je perioda spínání a platí: $T_s > T_r/2$.

Tab. 6.5. Funkce spínače a diod D_1 a D_2 v měniči z obr. 6.16a

Fáze	Spínač	D_1	D_2	Čas
1.	zap.	zap.	zap.	t_0 až t_1
2.	zap.	zap.	vyp.	t_1 až t_2
3.	vyp.	vyp.	vyp.	t_2 až t_3
4.	vyp.	vyp.	zap.	t_3 až t_4

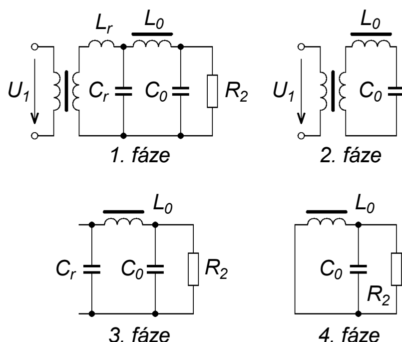
popisu se uvažuje s převodem transformátoru $n = 1$.

Na obr. 6.17 jsou náhradní schémata odpovídající jednotlivým fázím činnosti měniče.

1. fáze činnosti měniče: Spínač Q spíná v okamžiku t_0. Dokončuje se průtok proudu volnou diodou D_2, která je polarizována v propustném směru. Proud I_r cívkou L_r roste lineárně s časem. Indukčnost cívky L_r se zvětšuje o rozptylovou indukčnost transformátoru. Průběh proudu I_r je dán vztahem:

$$I_r = (U_1/L_r)\cdot(t - t_0). \qquad 6.18$$

Dosáhne-li I_r velikosti proudu dodávaného do zátěže tlumivkou L_0, dioda



Obr. 6.17. Náhradní schémata k jednotlivým fázím činnosti měniče z obr. 6.16a

D_2 se polarizuje do nepropustného směru a uzavře se a tím se otevře cesta k nabíjení kondenzátoru C_r. Napětí na kondenzátoru C_r je větší než napětí na zátěži. Tohoto stavu se dosáhne v čase t_1.

2. fáze činnosti měniče: Součástky L_r a C_r tvoří rezonanční obvod s rezonančním kmitočtem:

$$f_r \approx 1/[2\cdot\pi\cdot\sqrt{(L_r\cdot C_r)}]. \qquad 6.19$$

Obvodem prochází proud:

$$I_r = I_0 + [U_1/\sqrt{(L_r/C_r)}]\cdot\sin\omega_r\cdot t. \qquad 6.20$$

Kondenzátor C_r se nabije napětím $2\cdot U_1$. Spínač Q v okamžiku t_2 vypíná. Doba sepnutí spínače je:

$$t_2 - t_0 = I_0\cdot L_r/U_1 + \pi\cdot\sqrt{(L_r\cdot C_r)}. \qquad 6.21$$

Dioda D_2 je stále polarizována v nepropustném směru.

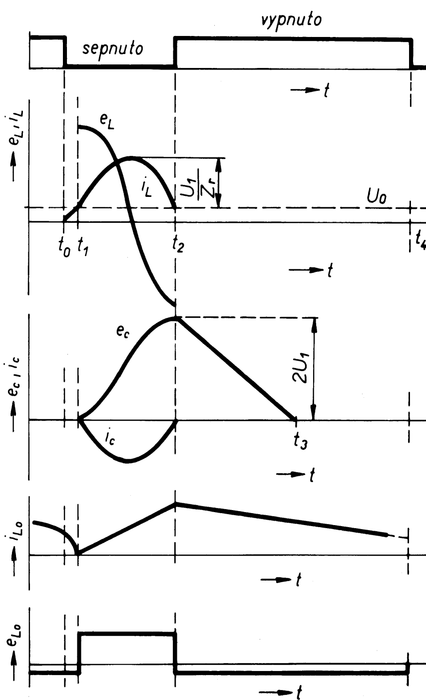
3. fáze činnosti měniče: Kondenzátor C_r se vybije přes tlumivku L_0, protože na kondenzátoru C_r je napětí větší než na zátěži.

Přestože se napětí na kondenzátoru C_r stále zmenšuje, vybíjí se kondenzátor proudem I_0:

$$I_0 = C_r\cdot(2\cdot U_1)/(t_3 - t_2). \qquad 6.22$$

4. fáze činnosti měniče: Po vybití kondenzátoru C_r je dioda D_2 polarizována v propustném směru. Magnetovací proud tlumivky L_0 se uzavře přes zatěžovací odpor a tuto diodu.

Sepnutím spínače Q v čase t_4 přechází měnič do 1. fáze a cyklus se opakuje. Po sepnutí spínače dodává



Obr. 6.18. Průběhy napětí a proudů v rezonančním obvodu (e_L, i_L, e_C a i_C) a v tlumivce (e_{L0} a i_{L0}) v měniči z obr. 6.16a

tlumivka L_0 přes diodu D_2 až do doby t_1 dále proud do zátěže.

Časový diagram činnosti spínače je na obr. 6.16b. Funkce spínače a diod D1 a D2 během všech čtyř fází je shrnuta v tab. 6.5. Průběhy některých napětí a proudů v měniči jsou naznačené na obr. 6.18.

Výkon předávaný do zátěže souvisí s energií nahromaděnou v rezonančním kondenzátoru C_r.

4. Akumulační kvazirezonanční měnič s transformátorem a se spínáním v nule proudu (typ flyback).

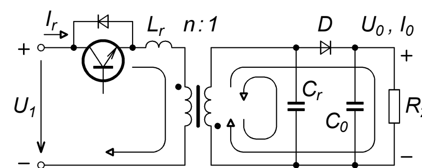
Schéma zapojení je na obr. 6.19a [27].

Zapojení vychází z akumulačního měniče invertujícího napětí, ve kterém byl nahrazen aktivní spínač spínačem rezonančním (obr. 6.20).

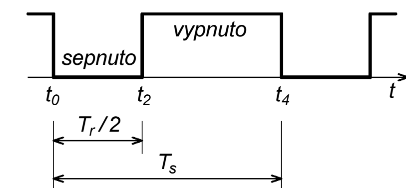
Spínač spíná i vypíná v nule proudu. Před sepnutím spínačem jeho parazitní kapacita je však nabita na napětí zdroje a při sepnutí se energie v ní obsažená zmaří v tranzistoru. Pro zjednodušení je popis činnosti proveden pro transformační poměr $n = 1$.

Náhradní schémata k jednotlivým fázím jsou uvedena na obr. 6.21.

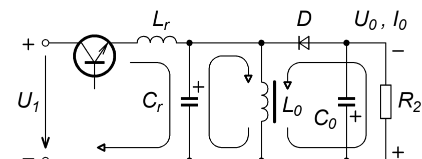
1. fáze činnosti měniče: Dioda D je polarizována v propustném směru, neboť jí prochází proud z energie nahromaděné v indukčnosti sekundárního vinutí. Na kondenzátoru C_r a se-



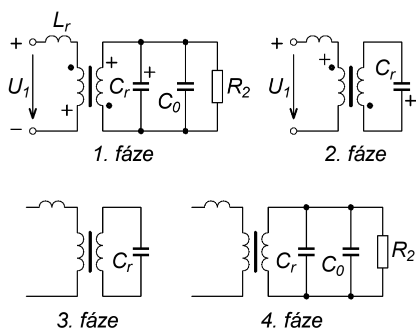
Obr. 6.19a. Akumulační kvazirezonanční měnič s transformátorem a se spínáním v nule proudu



Obr. 6.19b. Časový diagram činnosti spínače v měniči z obr. 6.19a. $T_r/2$ je doba sepnutí a platí: $T_r/2 \approx \pi\cdot\sqrt{(L_r\cdot C_r)}$. T_s je perioda spínání a platí: $T_s > T_r/2$.



Obr. 6.20. Náhradní schéma měniče z obr. 6.19a pro převod transformátoru n = 1



Obr. 6.21. Náhradní schémata k jednotlivým fázím činnosti měniče z obr. 6.19a

Tab. 6.6. Funkce spínače a diody D v rezonančním měniči z obr. 6.19a

Fáze	Spínač	Dioda	Čas
1.	zap.	zap.	t_0 až t_1
2.	zap.	vyp.	t_1 až t_2
3.	vyp.	vyp.	t_2 až t_3
4.	vyp.	zap.	t_3 až t_4

kundárním vinutí transformátoru je dosud napětí U_0. V čase $t = t_0$ spíná spínač Q. Proud rezonanční indukčností roste lineárně až do okamžiku t_1:

$$I_0 = (U_1/L_r)\cdot(t - t_0). \qquad 6.23$$

V okamžiku t_1 se na sekundárním vinutí transformátoru objeví napětí U_0. V tomto okamžiku je proud vtékající do transformtárou stejný jako proud z transformátoru vytékající.

Dioda se uzavře, neboť je polarizována v nepropustném směru.

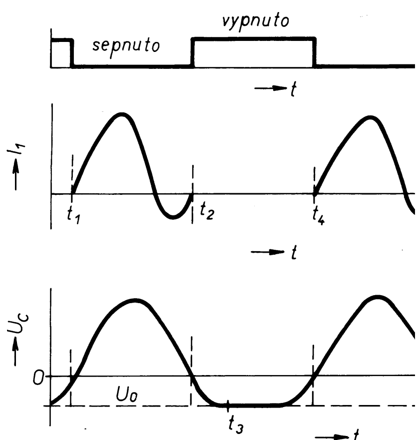
2. fáze činnosti měniče: Rezonanční obvod s L_r a C_r má rezonanční kmitočet:

$$f_r \approx 1/[2\cdot\pi\cdot\sqrt{(L_r\cdot C_r)}]. \qquad 6.24$$

Obvodem prochází proud, který lze popsat vztahem:

$$I_r = I_0 + [U_1/\sqrt{(L_r/C_r)}]\cdot\sin\omega_r\cdot t. \qquad 6.25$$

Napětí na kondenzátoru C_r se změní z velikosti U_0 na $-2\cdot U_1$. Doba $t_2 - t_1$, po kterou je spínač sepnut, je:



Obr. 6.22. Průběhy některých napětí a proudů v měniči z obr. 6.19a

$$t_2 - t_1 = I_0\cdot L_r/U_1 + \pi\cdot\sqrt{(L_r\cdot C_r)} \approx T_r/2. \qquad 6.26$$

3. fáze činnosti měniče: Kondenzátor C_r se vybije přes sekundární vinutí transformátoru, ve kterém se hromadí energie rekuperovaná z kondenzátoru C_r. Kondenzátor se vybíjí stálým proudem, takže i magnetovací proud transformátoru je stálý. Proto se nemění polarita napětí na vinutí transformátoru.

4. fáze činnosti měniče: Kondenzátor C_r se vybil. Magnetovací proud však prochází dále v témže směru a uzavírá se přes diodu a zátěž. Zmenšuje svoji velikost a změní se i polarita napětí na transformátoru. Sepnutím spínače přechází měnič do fáze 1.

Časový diagram činnosti spínače je na obr. 6.19b. Funkce spínače a diody během všech čtyř fází je shrnuta v tab. 6.6. Průběh proudu rezonanční tlumivkou a průběh napětí na rezonančním kondenzátoru jsou na obr. 6.22.

Energie nahromaděná v kondenzátoru C_r se přemění v energii naakumulovanou v indukčnosti sekundárního vinutí a odtud se přenese do zátěže.

Popisovaný měnič při vstupním napětí 40 až 60 V poskytuje výstupní napětí 20 V při odběru až 2,5 A, tj. výkon 12 až 50 W. Těchto parametrů je dosaženo s L_r = 5,8 μH, C_r = 109 nF, R_2 = 8 až 33 Ω, n = 2, f_r = 200 kHz a f_s = 100 kHz.

5. Akumulační rezonanční měnič se sestupným napětím se spínáním v nule napětí (typ buck).

Schéma zapojení je na obr. 6.23a.

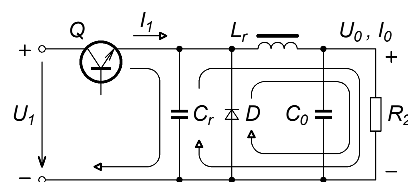
Při sepnutí spínače Q se vybíjí jeho parazitní kapacita. Sepnutí spínače vyvolá skokovou změnu proudu. Vypíná se v maximu proudu při nulovém napětí na spínači.

1. fáze činnosti měniče: Spínač Q spíná v čase t_0 a proud I_1 vtéká do kondenzátoru C_r. Převýší-li napětí na kondenzátoru C_r úbytek napětí na diodě D, který je způsobený proudem generovaným tlumivkou L_0, dioda přestane být polarizována v propustném směru. To nastane v okamžiku t_1.

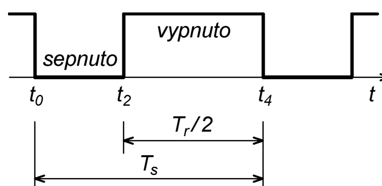
2. fáze činnosti měniče: Dioda je polarizována v nepropustném směru. Kondenzátor C_r se nabíjí napětím U_1. Spínač Q se v okamžiku t_2 vypíná. Kondenzátor se vybije přes L_r. Obvod L_r, C_r je v rezonanci. Proud se uzavírá přes zatěžovací odpor.

3. fáze činnosti měniče: Spínač Q je stále vypnut. V okamžiku t_3 je kondenzátor C_r vybitý a dioda D je polarizována v propustném směru.

4. fáze činnosti měniče: Proud tlumivkou L_r se uzavírá přes zátěž a diodu D. Spínač Q spíná. Kondenzátor C_r se nabíjí, cyklus se opakuje.



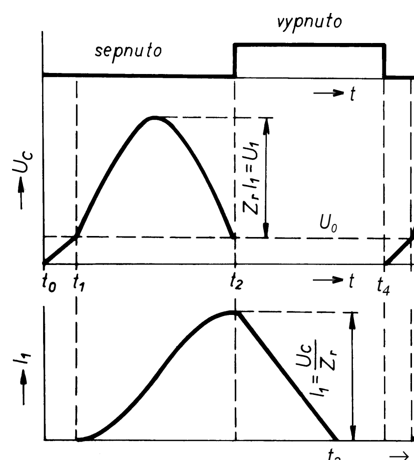
Obr. 6.23a. Akumulační rezonanční měnič se sestupným napětím (typ buck) se spínáním v nule napětí



Obr. 6.23b. Časový diagram činnosti spínače v měniči z obr. 6.23a. $T_r/2$ je doba vypnutí a platí: $T_r/2 \approx \pi\cdot\sqrt{(L_r\cdot C_r)}$. T_s je perioda spínání a platí: $T_s > T_r/2$.

Tab. 6.7. Funkce spínače a diody v rezonančním měniči z obr. 6.23a

Fáze	Spínač	Dioda	Čas
1.	zap.	vyp.	t_0 až t_1
2.	vyp.	vyp.	t_1 až t_2
3.	vyp.	zap.	t_2 až t_3
4.	zap.	zap.	t_3 až t_4



Obr. 6.24. Průběhy některých napětí a proudů v měniči z obr. 6.23a

Časový diagram činnosti spínače je na obr. 6.23b. Funkce spínače a diody během všech čtyř fází je shrnuta v tab. 6.7. Průběhy některých napětí a proudů jsou naznačeny na obr. 6.24.

Měnič napájený napětím 40 až 60 V poskytuje na výstupu napětí 12 V při odběru 6 A. Kmitočet spínání se pohybuje v rozmezí 2 až 5 MHz. Doba sepnutí je 20 μs. (R_2 = 2 Ω, L_r = = 0,2 μH, C_r = 5 nF, f_r = 5 MHz).

Výkon měniče a velikost výstupního napětí lze určit ze zjednodušených průběhů napětí a proudů.

Kondenzátor C_r se nabije napětím U_1. Nabíjecí proud $i_1(t)$ je:

$$i_1(t) = [U_1/\sqrt{(L_r/C_r)}]\cdot \sin\omega_r\cdot t\,.$$

Energie dodávaná v jedné půlperiodě při zcela vybitém kondenzátoru je:

$$A_1 = [U_1^2/(4\cdot\pi\cdot\sqrt{(L_r/C_r)})]\cdot T_r = 0{,}5\cdot U_1^2\cdot C_r\,.$$

Z rovnosti energie dodané ze zdroje do spotřebiče při neuvažování účinnosti je:

$$[U_1^2/(4\cdot\pi\cdot\sqrt{(L_r/C_r)})]\cdot T_r = U_0\cdot I_0\cdot T_s$$

a $U_0 = [U_1^2/(I_0\cdot 4\cdot\pi\cdot\sqrt{(L_r/C_r)})]\cdot T_r/T_s$.

6. Akumulační rezonanční měnič invertující napětí se spínáním v nule napětí (typ flyback).

Schéma je na obr. 6.25a.

Akumulační tlumivkou je tlumivka rezonanční L_r. Šipkami je vyznačeno nabíjení rezonančního kondenzátoru C_r a jeho vybíjení přes rezonanční tlumivku. Rezonanční tlumivka ovládá proud diodou D. Při nárůstu proudu tlumivkou je na jejím vývodu u diody kladné napětí a dioda je polarizována v nepropustném směru. Při zmenšování proudu se napětí na tlumivce změní na opačné, tj. napětí na vývodu tlumivky u diody je záporné a dioda je polarizována v propustném směru.

Spínač Q spíná při nabité své parazitní kapacitě, což je nedostatek tohoto zapojení. Nedostatek je zmírněn diodou zapojenou v sérii se spínačem (plnocestný mód).

Sepnutím spínače Q se vyvolá skoková změna proudu. Spínač vypíná, když jím neprochází proud.

Uvedené zapojení může být výhodné při použití transformátoru s vyšším převodem, tj. pro $n > 1$ (obr. 6.26).

1. fáze činnosti měniče: Spínač sepne v okamžiku t_0 a kondenzátor C_r se začne nabíjet. Dioda D nevede, protože je polarizována v nepropustném směru. Je-li kondenzátor nabitý, tak jím proud neprochází. Proud tlumivkou L_r je však maximální.

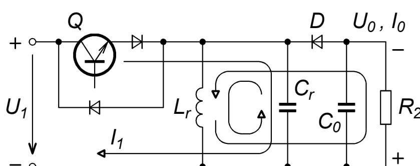
2. fáze činnosti měniče: V okamžiku t_2 spínač Q vypíná. Proud tlumivkou L_r se udržuje vybíjením kondenzátoru C_r. Napětí na tlumivce mění znaménko a dioda se otevírá. Kondenzátor se vybije proudem přes tlumivku a přes zátěž

$$I_0 = C_r\cdot U_1/(t_2 - t_1)\,. \qquad 6.27$$

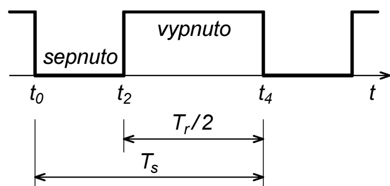
3. fáze činnosti měniče: V okamžiku t_3 je kondenzátor vybitý.

4. fáze činnosti měniče: V okamžiku t_4 spíná spínač Q a cyklus se opakuje.

Časový diagram činnosti spínače je na obr. 6.25b. Funkce spínače a diody během všech čtyř fází je shrnuta v tab. 6.8. Idealizované průběhy některých napětí a proudů jsou na obr. 6.27.



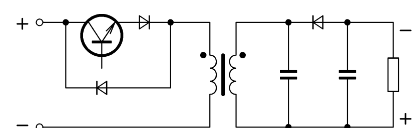
Obr. 6.25a. Akumulační rezonanční měnič invertující napětí se spínáním v nule napětí



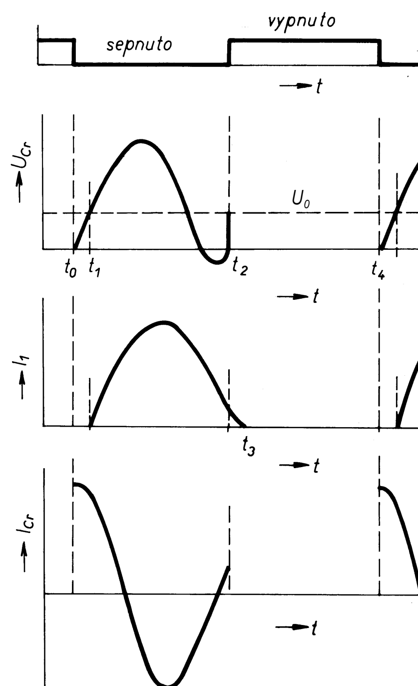
Obr. 6.25b. Časový diagram činnosti spínače v měniči z obr. 6.25a. $T_r/2$ je doba vypnutí a platí: $T_r/2 \approx \pi\cdot\sqrt{(L_r\cdot C_r)}$. T_s je perioda spínání a platí: $T_s > T_r/2$.

Tab. 6.8. Funkce spínače a diody v rezonančním měniči z obr. 6.25a

Fáze	Spínač	Dioda	Čas
1.	zap.	vyp.	t_0 až t_1
2.	vyp.	zap.	t_1 až t_2
3.	vyp.	vyp.	t_2 až t_3
4.	zap.	vyp.	t_3 až t_4



Obr. 6.26. Upravené schéma měniče z obr. 6.25a s použitím transformátoru



Obr. 6.27. Idealizované průběhy některých napětí a proudů v měniči z obr. 6.25a

Měnič s C_r = 34 nF, L_r = 90 nH a s transformátorem s převodem 4,3:1, mění vstupní stejnosměrné napětí 150 V na výstupní stejnosměrné napětí 12 V při odběru 6 A. Rezonanční kmitočet je 2,8 MHz, Z_r = 35 Ω. Spínací kmitočet je 1 MHz. Indukčnost primárního vinutí transformátoru je 20 μH, činitel rozptylu je 0,5 % [15].

7. Propustný kvazirezonanční měnič se spínáním v nule napětí.

Schéma je na obr. 6.28a.

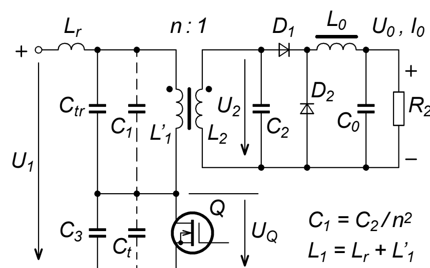
Zapojení využívá změnu rezonančního kmitočtu v závislosti na činnosti přepínače. Parazitní kapacity transformátoru a spínače jsou součástí rezonančního obvodu. Kapacita C_3 je několikrát menší než kapacita C_1. Doba vypnutí je stálá a odpovídá polovině periody rezonančního kmitočtu. Perioda spínání je proměnná a slouží k regulaci výstupního napětí měniče.

K určitému odporu zátěže náleží určitý rezonanční kmitočet. Paralelní kombinace kondenzátoru C_2 a odporu zátěže R_2, přetransformovaná na primární vinutí transformátoru, představuje sériovou kapacitu C_s o velikosti:

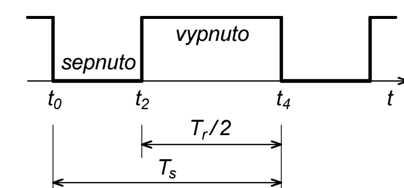
$$C_s = (C_2/n^2)\cdot(1 + 1/q^2) \qquad 6.28$$

a sériový odpor o velikosti:

$$R_s = n^2\cdot R_2\cdot(1 + q^2)\,, \qquad 6.29$$



Obr. 6.28a. Propustný kvazirezonanční měnič se spínáním v nule napětí



Obr. 6.28b. Časový diagram činnosti spínače v měniči z obr. 6.28a. $T_r/2$ je doba vypnutí a platí: $T_r/2 \approx \pi\cdot\sqrt{(L_r\cdot C_r)}$. T_s je perioda spínání a platí: $T_s > T_r/2$.

Tab. 6.9. Funkce spínače a diod D_1 a D_2 v měniči z obr. 6.28a

Fáze	Spínač	D_1	D_2	Čas
1.	zap.	vyp.	zap.	t_0 až t_1
2.	zap.	zap.	vyp.	t_1 až t_2
3.	vyp.	zap.	vyp.	t_2 až t_3
4.	vyp.	vyp.	zap.	t_3 až t_4

kde: $q^2 = \omega \cdot C_2 \cdot R_2$. 6.30

Velikost sériové kapacity, která vznikla transformací paralelní kombinace kapacity a rezistance, je závislá na této paralelní rezistanci. Proto při změně zatížení se mění velikost kapacity C_s a tím i rezonanční kmitočet.

Rezonanční kmitočet spoluurčuje rozptylová indukčnost transformátoru, vlastní kapacita vinutí, parazitní kapacita spínače a kapacity C_1 a C_3. Seskupení těchto parametrů určuje výslednou sériovou indukčnost L_{rs} a výslednou sériovou kapacitu C_{rs} rezonančního obvodu a tím i jeho rezonanční kmitočet:

$$f_r = 1/[2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_{rs} \cdot C_{rs})}]. \quad 6.31$$

Pro L_{rs} a C_{rs} musí rovněž platit:

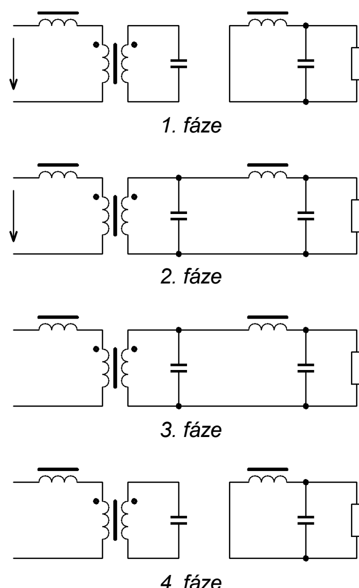
$$\sqrt{(L_{rs}/C_{rs})} > 0{,}5 \cdot R_s. \quad 6.32$$

Zapojení kvazirezonančních propustných měničů jsou složitá a jejich oživování je obtížné. Popis jejich činnosti není vždy věrohodný. To rovněž svědčí o nesnadnosti jejich realizace.

V jedné periodě spínání prochází činnost měniče čtyřmi fázemi. Náhradní schémata měniče v jednotlivých fázích jsou na obr. 6.29.

1. fáze činnosti měniče: V okamžiku t_0 spínač Q spíná. Napětí U_Q je nulové, napětí U_2 je záporné. Rezonance obvodu s indukčností L_r a kapacitou C_2 (na primárním vinutí se projevuje kapacita $C_1 = C_2/n^2$) způsobuje, že proud i_L vzrůstá. Proud rezonanční tlumivkou a magnetovací proud transformátorem způsobí změnu polarity napětí na transformátoru, takže dioda D_1 je polarizována v propustném a dioda D_2 v nepropustném směru.

2. fáze činnosti měniče: Spínač Q je dále sepnutý. V rezonančním obvodu je dále indukčnost L_r a kapacita $C_1 = C_2/n^2$, avšak doba, po kterou U_2 roste, se zkrátí, protože část rezonančního proudu odtéká do zátěže. Tato fáze končí vypnutím spínače Q.



Obr. 6.29. Náhradní schémata k jednotlivým fázím činnosti měniče z obr. 6.28a

3. fáze činnosti měniče: Když se spínač Q vypnul, rezonanční obvod je tvořen indukčností L_r a kapacitami C_1 a C_3 spojenými do série. V této fázi dosáhne napětí U_Q maximální velikosti. Při dosažení nulového napětí U_2 je dioda D_1 polarizována v propustném a D_2 v nepropustném směru.

4. fáze činnosti měniče: Napětí U_Q se zmenší na nulu. Spínač Q sepne a cyklus se opakuje.

Časový diagram činnosti spínače je na obr. 6.28b. Funkce spínače a diod během všech čtyř fází je shrnuta v tab. 6.9.

Tento typ měniče byl popsán v [17]. Při vstupním napětí 50 V a výstupním napětí 5 V poskytuje výstupní výkon 50 W. Spínací kmitočet je 5 až 7 MHz. Doba vypnutí spínače je 0,286 µs. Perioda spínání při maximálním odběru je 0,2 µs. Perioda spínání při nulovém odběru je 0,143 µs. Použité kapacity jsou C_2 = 11 nF a C_3 = 180 pF, rezonanční indukčnost na primárním vinutí včetně rozptylové indukčnosti vinutí transformátoru je 1,5 µH. Převod transformátoru je 4 : 1. Účinnost měniče je 78,5 %.

8. Akumulační měnič s transformátorem se spínáním v nule napětí s pulsně šířkovou modulací (ZVS PWM, typ flyback).

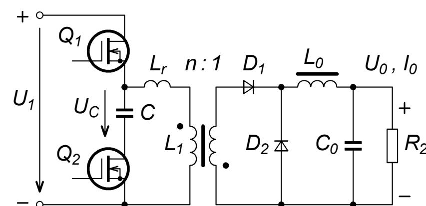
Schéma zapojení měniče je na obr. 6.30a ([11], [18]).

Kmitočet spínání je stálý. Regulace výstupního napětí se uskutečňuje pulsně šířkovou modulací. Proměnná je doba sepnutí spínače Q_1. Na této době je závislá doba sepnutí spínače Q_2, jak ukazuje časový diagram. Spínání v nule napětí umožňuje snížit ztráty při spínání tím, že spínací kmitočet může být až 0,8 MHz.

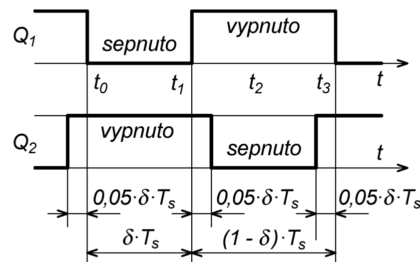
Princip měniče je obdobný jako u invertujícího měniče s tím rozdílem, že energie akumulovaná v cívce s indukčností L_1 (včetně její rozptylové indukčnosti L_r) se převede do kondenzátoru C, ve které je zahrnuta kapacita vinutí transformátoru, kapacita chladiče proti zemi a popř. kapacita kondenzátoru, který omezuje parazitní kmity napětí na transformátoru.

Při vybíjení kondenzátoru C přes primární vinutí transformátoru se změní polarita napětí na výstupu transformátoru a dioda D_1 je potom orientována v propustném směru. Vybíjecí proud kondenzátoru C se tak převede na výstup měniče. Metoda je velmi efektivní pro dosažení vysokých spínacích kmitočtů. Činitel plnění δ může mít velikost až 0,75.

Energie obsažená v rozptylové indukčnosti se přidává k energii obsažené v kondenzátoru C, takže ani v tomto případě nenastávají ztráty.



Obr. 6.30a. Akumulační měnič s transformátorem se spínáním v nule napětí s pulsně šířkovou modulací (ZVS PWM, typ flyback)



Obr. 6.30b. Časový diagram činnosti spínačů Q_1 a Q_2 v měniči z obr. 6.30a. T_s je perioda spínání, δ je činitel plnění

Tab. 6.10. Funkce spínačů Q_1 a Q_2 a diod D_1 a D_2 v měniči z obr. 6.30a

Fáze	Q_1	Q_2	D_1	D_2	Čas
1.	zap.	vyp.	vyp.	zap.	t_0 až t_1
2.	vyp.	zap.	zap.	vyp.	t_1 až t_2
3.	vyp.	zap.	zap.	vyp.	t_2 až t_3

1. fáze činnosti měniče: Při sepnutí spínače Q_1 v okamžiku t_0 prochází primárním vinutím transformátoru proud. Spínač Q_2 je vypnut a na kondenzátoru C není napětí. Magnetovací proud transformátoru vzrůstá. Dioda D_1 je polarizována v nepropustném směru. Dioda D_2 je otevřena. Magnetovací proud tlumivky L_0, vzniklý v předchozí fázi, se uzavírá přes diodu D_2 a zátěž R_2. 1. fáze končí vypnutím spínače Q_1 v okamžiku t_1.

2. fáze činnosti měniče: Spínač Q_1 je vypnut a spínač Q_2 je sepnut. Kondenzátor C je zatím nenabitý. Proud v primárním vinutí pokračuje v témže směru a nabíjí kondenzátor. Protože se zmenšuje velikost nabíjecího proudu, změní se napětí na transformátoru na opačné. Po zmenšení nabíjecího proudu až na nulovou velikost v okamžiku t_2 se kondenzátor C začne vybíjet. Proud v primárním vinutí začne procházet primárním vinutím v opačném smyslu. Dioda D_1 je orientována v propustném a dioda D_2 v nepropustném směru. Předává se výkon z primárního vinutí na sekundární (doba předávání výkonu na výstupu je o dobu nabíjení kondenzátoru C kratší než doba $(1 - \delta) \cdot T_s$).

3. fáze činnosti měniče: Spínač Q_1 je dosud vypnut a Q_2 sepnut. Vý-

kon se dále přenáší z primárního vinutí do sekundárního. Spínače změní stav - Q_2 vypíná a Q_1 spíná. Tím je ukončena perioda a začíná 1. fáze další periody.

Náhradní schémata k jednotlivým fázím činnosti měniče jsou na obr. 6.31. Časový diagram činnosti spínačů je na obr. 6.30b. Funkce spínačů a diod během všech tří fází je shrnuta v tab. 6.10.

Střední hodnota napětí U_0 (bez uvažování ztrát) se určí z rovnic:

$$U_1 \cdot \delta = -U_C \qquad 6.33$$

a $$U_1 \cdot T_s = (U_C / n) \cdot (1 - \delta) \cdot T_s . \qquad 6.34$$

Dosazením za U_C:

$$U_C = -U_1 \cdot \delta / (1 - \delta) \qquad 6.35$$

se získá, že:

$$U_0 \cdot T_s = -[U_1 \cdot \delta / (1 - \delta)] \cdot (1/n) \cdot (1 - \delta) \qquad 6.36$$

a odtud:

$$U_0 = -(U_1 / n) \cdot \delta . \qquad 6.37$$

Výsledek je až na znaménko stejný jako u izolovaného propustného měniče, i když měnič je typu flyback.

Napětí na tranzistoru Q_1 v závěrném směru je:

$$U_{CE} = U_1 - U_C . \qquad 6.38$$

Za dobu $\delta \cdot T_s$ vzroste proud v primárním vinutí transformátoru na velikost:

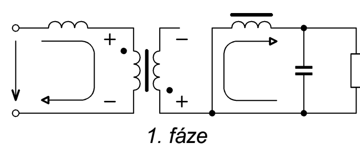
$$I_{1\,max} = U_1 \cdot \delta \cdot T_s / L_1 . \qquad 6.39$$

Mezi proudy I_{1max} a I_0 platí vztah:

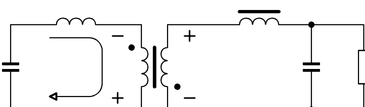
$$0{,}5 \cdot I_{1\,max} \cdot \delta \cdot T_s = I_0 \cdot T_s \qquad 6.40$$

a odtud: $$I_{1\,max} = 2 \cdot I_0 / \delta . \qquad 6.41$$

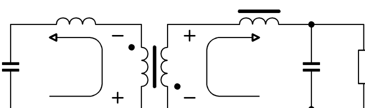
Zvolí-li se δ, které odpovídá průměrné velikosti výstupního napětí z rozsahu, v němž U_1 kolísá, a je-li spínací kmitočet $1/T_s$, je možné z posledních rovnic určit indukčnost primárního vinutí transformátoru a jeho převod.



1. fáze



2. fáze



3. fáze

Obr. 6.31. Náhradní schémata k jednotlivým fázím činnosti měniče z obr. 6.30a

Při návrhu se dále postupuje jako u akumulačního měniče s transformátorem a tlumivka L_0 se navrhne jako u propustného měniče.

V magnetickém obvodu transformátoru musí být mezera.

Kapacita kondenzátoru C se určí z rovnosti energie nahromaděné v primárním vinutí transformátoru a v kondenzátoru:

$$0{,}5 \cdot L_1 \cdot I^2_{1\,max} = 0{,}5 \cdot C \cdot U_0^2 . \qquad 6.42$$

Měnič popsaný v [18] převádí stejnoměrné napětí 48 V na stejnosměrné napětí 5 V s výstupním výkonem 35 W. Spínací kmitočet je 1 MHz, indukčnost primárního vinutí transformátoru je 25 μH a kapacita kondenzátoru C je 10 nF (včetně parazitních kapacit). Uváděná účinnost měniče je 80 %.

9. Dvojčinný rezonanční měnič se spínáním v nule proudu.

Schéma měniče je na obr.6.32a (viz [14]).

Rezonanční dvojčinný měnič snižuje napětí s konverzním poměrem 0,5. Napětí se dále upravuje transformátorem. Je-li kondenzátor C_r vybit, spíná tranzistor Q_1. Vznikne proudový půlkmit se sinusovým průběhem, který protéká obvodem, tvořeným napájecím zdrojem, cívkou L_r, primárním vinutím L_1 transformátoru Tr a kondenzátorem C_r zapojenými do série.

Periodický průběh kmitů je zajištěn podmínkou:

$$\sqrt{(L_r / C_r)} > 0{,}5 \cdot n^2 \cdot R_2 . \qquad 6.43$$

Přitom se pomíjí vnitřní odpor napájecího zdroje a všechny ztrátové odpory zařazené v sérii s rezonančním obvodem.

Rezonanční kmitočet je:

$$f_r = 1 / [2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_r \cdot C_r)}] . \qquad 6.44$$

Předposlední rovnici, která zajišťuje periodický děj, lze přepsat do přehlednějšího tvaru:

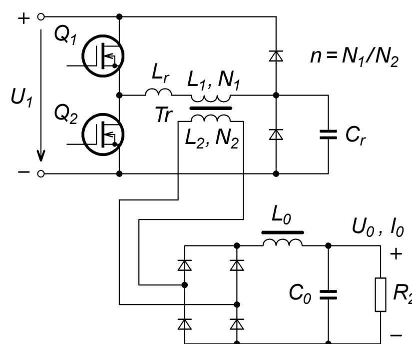
$$\omega_r \cdot L_r / (n^2 \cdot R_2) = Q > 0{,}5 . \qquad 6.45$$

kde Q je činitel jakosti zatíženého sériového rezonančního obvodu.

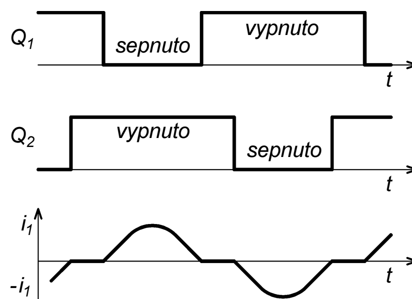
Při praktických řešeních se Q volí několikanásobně větší než 0,5. Pokud je Q menší než 0,5, periodický impuls se příliš prodlužuje. Při Q podstatně větším než 0,5 se snižuje výkon, který může měnič poskytnout. Optimální je velikost Q v rozmezí 0,6 až 1.

Doba sepnutí střídavě spínaných spínačů je stálá:

$$T_r / 2 \approx \pi \cdot \sqrt{(L_r \cdot C_r)} . \qquad 6.46$$



Obr. 6.32a. Dvojčinný rezonanční měnič se spínáním v nule proudu



Obr. 6.32b. Časový diagram činnosti spínačů Q_1 a Q_2 v měniči z obr. 6.32a. T_s je perioda spínání, δ je činitel plnění

Opakovací kmitočet je proměnný, avšak nižší než rezonanční:

$$f_r / f_s = 1{,}1 \text{ až } 1{,}8 . \qquad 6.47$$

Změnou opakovacího kmitočtu se reguluje výstupní napětí.

Při sepnutí spínače Q_1 v nule proudu se prvním proudovým půlkmitem se sinusovým průběhem nabije napětím $0{,}5 \cdot U_1$ kondenzátor C_r. Má-li měnič odevzdávat maximální výkon, zůstává stejná velikost napětí na zátěži (bez zatížení by se kondenzátor C_r nabil napětím $2 \cdot U_1$). Při ukončení proudového impulsu se spínač Q_1 vypíná opět v nule proudu. Po prodlevě určité délky, která je určena regulací, spíná tranzistor Q_2. Proudový půlkmit se sinusovým průběhem v opačné polaritě se uzavírá obvodem C_r, L_1, L_r a Q_2. Po ukončení vybíjecího impulsu tranzistor Q_2 vypíná opět při průchodu proudového impulsu nulou.

Po prodlevě určené regulací spíná opět tranzistor Q_1 a děj se opakuje (obr. 6.32b).

Z matematického popisu sériového rezonančního obvodu uvedeného na str. 27 tohoto čísla KE vyplývá, že amplituda napětí na zátěži R_2 (při vyřazení usměrňovače) je:

$$n \cdot U_{2\,max} = [n^2 \cdot R_2 \cdot U_1 / (2 \cdot \sqrt{(L_r / C_r)})] \cdot$$

$$\cdot e \exp[-(\pi/4) \cdot (n^2 \cdot R_2 / \sqrt{(L_r / C_r)})] . \qquad 6.48$$

Je-li exponent:

$$(\pi/4) \cdot (n^2 \cdot R_2 / \sqrt{(L_r / C_r)}) \approx 0{,}5$$

$$(\sqrt{(L_r/C_r)} > 1{,}5 \cdot n^2 \cdot R_2), \qquad 6.49$$

je možné exponenciální funkci nahradit přibližným výrazem:

$$e\,\exp[-(\pi/4) \cdot (n^2 \cdot R_2/\sqrt{(L_r/C_r)})] \approx$$

$$\approx 1 - (\pi/4) \cdot (n^2 \cdot R_2/\sqrt{(L_r/C_r)}) \approx 1. \qquad 6.50$$

Vzdalujeme se tím sice optimálnímu rozsahu, ale obdrží se přehledná závislost.

Efektivní hodnota napětí U_2 je:

$$U_2 = (U_{2\,max}/\sqrt{2}) \cdot \sqrt{(T_r/T_s)}. \qquad 6.51$$

a výkon předávaný do spotřebiče je:

$$P_1 = U_2^2/R_2 = 0{,}5 \cdot U_{2\,max}^2/R_2 =$$

$$= 0{,}5 \cdot [n^2 \cdot R_2 \cdot U_1^2/(4 \cdot L_r/C_r)] \cdot f_s/f_r. \qquad 6.52$$

Při náhradě (z rovnice 6.3):

$$n^2 \cdot R_2/\sqrt{(L_r \cdot C_r)} = 2 \qquad 6.53$$

je:

$$P_1 \approx 0{,}25 \cdot (U_1^2/\sqrt{(L_r \cdot C_r)}) \cdot f_s/f_r, \qquad 6.54$$

kde: $f_s/f_r = 0{,}55$ až $0{,}9$. 6.55

Maximální výkon dvojčinného rezonančního měniče v tomto zapojení je omezen velikostí použitého napájecího stejnosměrného napětí a minimální indukčností L_r, kterou se podaří dosáhnout při uplatnění omezující podmínky.

Hodláme např. navrhnout rezonanční měnič s výkonem 1,2 kW (60 V, 20 A) s napájecím napětím o maximální velikosti 340 V (220·1,1·√2) a minimální velikosti 280 V. Rezonanční kmitočet volíme 100 kHz, účinnost odhadujeme $\eta = 0{,}9$. Odhadneme, že dokážeme realizovat indukčnost L_r (včetně rozptylové indukčnosti transformátoru) o velikosti 20 µH. Potom:

$$\sqrt{(L_r/C_r)} \approx (\eta \cdot 0{,}25 \cdot U_1^2/P_1) \cdot f_s/f_r =$$

$$= (0{,}9 \cdot 0{,}25 \cdot 340^2/1200) \cdot f_s/f_r =$$

$$= 21{,}6 \cdot f_s/f_r. \qquad 6.56$$

Poměr nejnižšího a nejvyššího spínacího kmitočtu odpovídá druhým mocninám přípustných napájecích napětí:

$$f_{s\,min}/f_{s\,max} = U_{1\,max}^2/U_{1\,min}^2 =$$

$$= 340^2/280^2 = 1{,}46. \qquad 6.57$$

a

$$f_{s\,max}/f_{s\,min} = U_{1\,min}^2/U_{1\,max}^2 =$$

$$= 280^2/340^2 = 0{,}68. \qquad 6.58$$

Pro $f_r = 100$ kHz je $f_{s\,min} = 57$ kHz a $f_{s\,max} = 86$ kHz.

Za zjednodušených podmínek je efektivní hodnota proudového půlkmitu:

$$I_1 = [U_1/(2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{(L_r/C_r)})] \cdot \sqrt{(f_r/f_s)}. \qquad 6.59$$

K tomuto proudu se přičítá magnetovací proud transformátoru I_{m1}. Velikost magnetovacího proudu závisí na velikosti napětí na primárním vinutí transformátoru a na indukčnosti transformátoru. Magnetovací proud je vzhledem k proudu I_1 fázově zpožděn o $\pi/2$. V době průchodu proudu I_1 nulou dosahuje proud I_{m1} maximální velikosti. Aby proud při vypínání spínače byl co nejmenší a vznikalo co nejmenší rušení, je třeba, aby byl co nejmenší tento magnetovací proud. Transformátory s velmi malými magnetovacími proudy jsou však nehospodárné. Uvažujme magnetovací proud s kompromisní velikostí 5 až 10 % proudu I_1. Odtud potom:

$$n \cdot U_2/(\omega_r \cdot L_1) = (0{,}05 \text{ až } 0{,}1) \cdot I_1 =$$

$$= I_{m1\,max}/\sqrt{2}. \qquad 6.53$$

Z tohoto vztahu se určí indukčnost L_1. Přitom:

$$\omega_r \cdot L_1 = 2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot \mu_0 \cdot \mu_e \cdot N^2 \cdot (S_j/l_s). \qquad 6.54$$

Další rovnice pro určení dalších veličin transformátoru vycházejí z nutnosti nepřekračovat určitou velikost magnetické indukce. Protože vinutím neprotéká stejnosměrný proud, je jádro bez mezery. Proto:

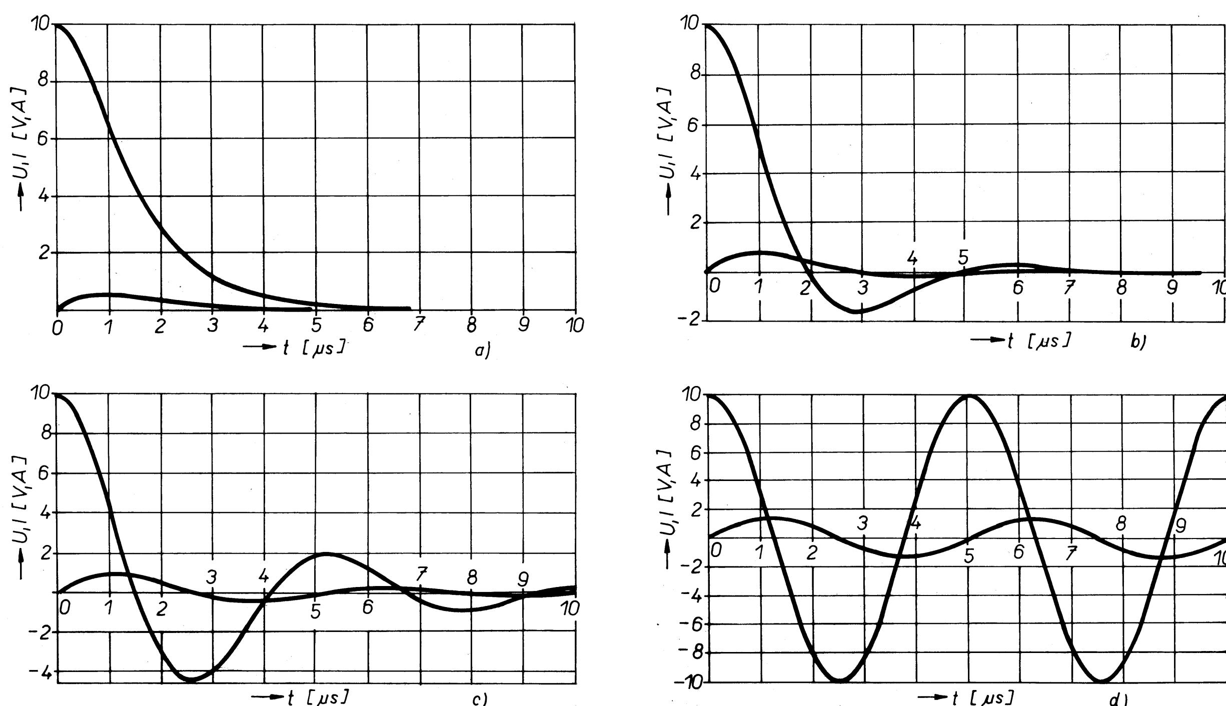
$$B_s/2 > n \cdot U_2/(4{,}44 \cdot f_r \cdot N_1 \cdot S_j). \qquad 6.55$$

Tato hodnota musí korespondovat s velikostí intenzity magnetického pole H, která byla zjištěna pro hodnotu $B_s/2$ z magnetovací křivky zvoleného materiálu:

$$H = I_{m1} \cdot \sqrt{2} \cdot N_1/l_s. \qquad 6.56$$

Zvolí-li se feritový materiál, je známá i jeho permeabilita, a z posledních tří rovnic jejich kompromisním splněním se určí N_1, l_s a S_j. Kontroluje se oteplení jádra. Při nepřípustném oteplení se zmenší magnetická indukce.

Pro ilustraci je na obr. 6.33 průběh napětí a proudu sériového rezonančního obvodu s rezonančním kmitočtem 200 kHz. V tomto obvodu je L_r = 5,8 µH, C_r = 0,109 µF a při R = 14,4 Ω je činitel jakosti Q = 0,5 (obr. 6.33a), při R = 7,2 Ω je činitel jakosti Q = 1 (obr. 6.33b) a při R = 3,6 Ω je činitel jakosti Q = 2 (obr. 6.33c). Na obr. 6.33d je $Q = \infty$ při R = 0 Ω.



Obr. 6.33. Průběh napětí (křivka s větším rozkmitem) a proudu (křivka s menším rozkmitem) sériového rezonančního obvodu s rezonančním kmitočtem 200 kHz: a) Q = 0,5, b) Q = 1, c) Q = 2, d) Q = ∞

7. Planární vinutí

Planární výkonové transformátory a tlumivky jsou alternativou k běžným transformátorům a tlumivkám s drátovým vinutím.

Planární několikavrstvá vinutí jsou výsledkem hledání nových výrobních postupů při zmenšování rozměrů spínaných zdrojů vyráběných technologií SMD.

Při použití planárních vinutí je nutné přijmout důležité omezení. Z požadavku dobré realizovatelnosti a schopnosti zpracovat velké proudy vyplývá počet jednoho až dvou závitů na jednu vrstvu vinutí. Planární vinutí je proto vhodné pro vysoké spínací kmitočty (0,5 až 1 MHz) a nízká napětí (3 až 5 V).

Planární vinutí přinášejí při konstrukci impulsních zdrojů následující výhody:

a) nízká stavební výška (menší než 10 mm),

b) co nejhustší montáž při dodržení životnosti minimálně 30 let,

c) dosažení stabilizovaného napětí při odběru až 20 A (výkon do 150 W),

d) nízká úroveň rušení,

e) vysoká elektrická pevnost mezi vinutími (400 V až 2 kV),

f) velká mechanická stabilita a spolehlivost - komplanárnost vývodů pro pájení přetavením (reflow soldering) je lepší než 0,1 mm,

g) malá rozptylová indukčnost $\sigma <$ $< 0{,}3$ % a malá vlastní kapacita vinutí.

Dalším přínosem planární technologie při výrobě transformátorů a tlumivek je:

a) dobrá opakovatelnost vlastností,

b) s tím související potřeba testovat tyto součástky jen v malém rozsahu.

Nedostatkem planárních transformátorů a tlumivek je jejich vysoká cena, způsobená především velkým podílem ruční práce.

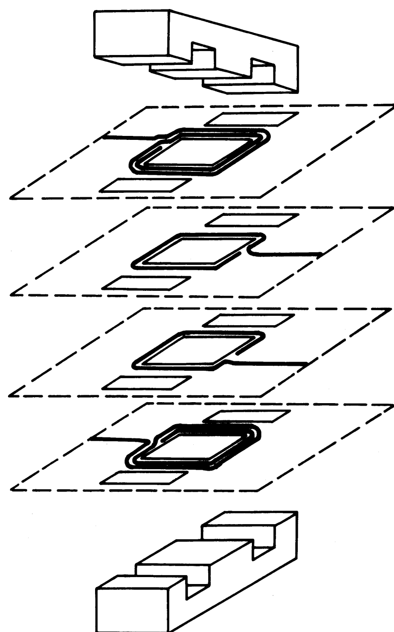
Planární vinutí, jehož závity mají být ohebné, se vyrábějí lisováním z mědí pokovených fólií z kaptonu či mylaru. Neohebná vinutí se vyrábějí lisováním či vystřihováním tvaru závitů z měděných folií. Vývody vinutí musí být co nejkratší.

Tloušťka měděné vrstvy na fólii nebo závitu z mědi musí být taková, aby ztrátový výkon ve vinutí transformátoru či tlumivky včetně uvažování elektrického povrchového jevu byl menší než 2 % z přenášeho výkonu.

Jedno z vinutí bývá vyrobené na desce s plošnými spoji, ke které je jádro s dalšími vinutími připevněno.

Jádra bývají obvykle tvaru RM7lp a RM10lp (snížená jádra RM) s výškou 9,8 a 13,0 mm. Další používaná jádra jsou EFD 10, EFD 15 a snížená jádra E. Sestava je snadno rozebratelná a přepracovatelná pro jiné zapojení.

Použitelnost této technologie je široká: telekomunikace, lékařské přístroje, číslicová technika, dopravní zařízení. Náčrtek planárního transformátoru je na obr. 7.1.



Obr. 7.1. Náčrtek planárního vinutí transformátoru s planárním jádrem E

8. Kompenzace účiníku u spínaných zdrojů malých výkonů

Jednotlivé napájecí zdroje, napájené ze sítě střídavého napětí, mají za usměrňovačem jako filtr kondenzátor o kapacitě až několik set µF. Při usměrňování vznikají proudové špičky, které jsou třikrát až pětkrát větší než usměrněný proud. Vzniká tak zkreslení proudu odebíraného ze sítě vyššími harmonickými, které je až 35 %. Harmonické mají kmitočet až desetkrát větší než je základní kmitočet sítě (50 Hz) a projevují se v rozvodné síti velmi rušivě. Při harmonickém průběhu napětí se obsah harmonických proudů způsobených usměrňovačem projeví poklesem účiníku napájecího zdroje. Účiník bývá u síťových napáječů bez jeho korekce až $\cos\varphi = 0{,}65$.

Je-li efektivní hodnota proudu odebíraného ze sítě I_1, je výstupní výkon:

$$(U_{1\,max}/\sqrt{2})\cdot I_1\cdot\cos\varphi = U_0\cdot I_0\,.$$

Normou ČSN IEC 555 je požadováno, že i malé spotřebiče svým odběrem elektrického výkonu ze sítě nesmí ovlivňovat harmonický průběh síťového napětí i harmonický průběh napájecího proudu.

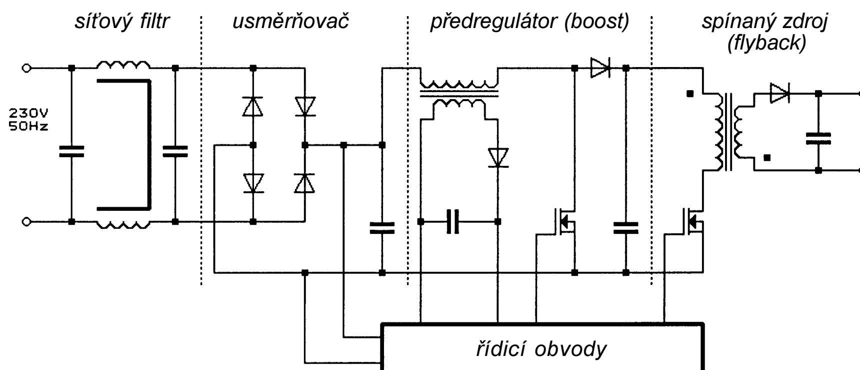
Proto se používají korektory účiníku, které mohou být aktivní i pasivní.

Pro spínací zdroje malých výkonů mají význam aktivní korektory, které nezvětšují příliš jejich objem. Aktivními korektory se zvětšuje účiník až na 0,99 a zkreslení proudu v síťovém přívodu dosahuje jen 5 %.

U napáječů opatřených těmito korektory má napětí i proud harmonický průběh bez fázového posuvu. Protože průběh napájecího proudu u aktivního korektoru se odvozuje od průběhu napětí na usměrňovači, je nutné, aby síťové napájecí napětí mělo harmonický průběh. Bez splnění této podmínky nemůže být korektorem dosažen harmonický průběh napájecího proudu.

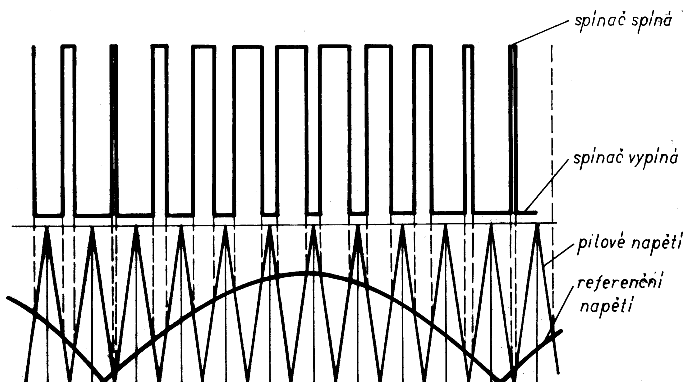
Součástí korektorů jsou předregulátory, které odebírají proud usměrněného napětí mnohosetkrát v jedné půlperiodě a tak umožňují téměř plynulý odběr proudu.

Předregulátor pracuje na stejném principu jako spínané zdroje s pulsně šířkovou modulací. Obsahuje minimálně jeden vinutý prvek, nejčastěji tlumivku. Spínací kmitočet předregulátoru bývá v rozsahu 100 až 250 kHz. Při spínacím kmitočtu 100 kHz a kmitočtu sítě 50 Hz je proud v jedné periodě odebírán 2000x (= 100 kHz/50 Hz).



Obr. 8.1. Korektor účiníku (předregulátor) v blokovém schématu spínaného zdroje

Obr. 8.2. Pilové kmity a půlsinusové referenční napětí, odvozené z usměrněného napájecího síťového napětí. Na základě komparace těchto dvou napětí se řídí předregulátor



Zařazení korektoru účiníku ve spínaném zdroji je naznačeno na obr. 8.1.

Princip činnosti předregulátoru vyplývá z obr. 8.2. Referenční napětí je usměrněné nefiltrované síťové napětí. Komparátor ovládá spínač předregulátoru v okamžicích, ve kterých dosahuje pilové napětí velikosti napětí referenčního. Čím je větší okamžitá velikost referenčního napětí, tím je větší odběr proudu a tím více energie se nahromadí v tlumivce měniče typu flyback. Energie se potom převede do kondenzátoru, který je zdrojem pro další měnič (spínaný zdroj). Oba měniče pracují na stejném kmitočtu. Tvar pilových kmitů se liší podle použitých integrovaných obvodů pro korekci účiníku a podle zapojení předregulátoru. Předregulátory mohou dodávat výkon do 300 W.

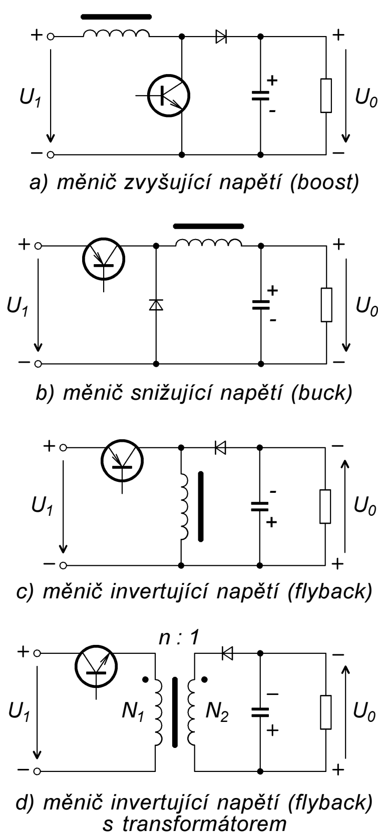
Firma Motorola dodává pro předregulátory integrované obvody typu MC34261, MC34262, firma Unitetrode UC3842, UC3854, UC1854, firma Micro Limar ML4812, ML4819, firma Toko Corporation TK83854, TK84 819, firma Siemens TDA4814A, TDA16 888. Vývody IO jsou obvykle kompatibilní. Činitel plnění je v rozmezí 0,1 až 0,95.

Jako nejvýhodnější pro předregulaci se používá měnič typu boost (obr. 8.3a). Proud z usměrňovače je ze sítě dodáván plynule do předregulátoru, není přerušován. Úroveň rušivých signálů je proto nízká. Nejvyšší přenášené napětí z předregulátoru musí být vždy menší než výstupní napětí následujícího spínaného zdroje.

Použití předregulátoru s měničem snižujícím napětí (buck) podle obr. 8.3b se omezuje jen na ty případy, kdy výstupní napětí je vždy menší než je minimální napětí vstupní. Z těchto důvodů nemůže toto zapojení poskytovat dokonalou korekci. Je-li např. vstupní napětí 250 V a je třeba výstupní napětí 60 V, předregulátor může korigovat jen v 85 % doby periody. Ve zbývající části, tj. v 15 % doby periody, není korekce prováděna. Přesto zkreslení proudu je jen 8 % a účiník je lepší než 0,99. Vstupní proud do předregulátoru je však přerušován. Proto je úroveň rušení u tohoto typu předregulátoru větší než u typu předchozího.

Velká přednost použití invertujících měničů podle obr. 8.3c a obr. 8.3d (flyback) spočívá v tom, že výstupní úroveň napětí není vázána na vstupní úroveň napětí. Vzájemný vztah napětí se případně upraví transformátorem (obr. 8.3d).

Úroveň rušení je větší než u obou předchozích zapojení.



a) měnič zvyšující napětí (boost)

b) měnič snižující napětí (buck)

c) měnič invertující napětí (flyback)

d) měnič invertující napětí (flyback) s transformátorem

Obr. 8.3. Jednotlivé typy předregulátorů

9. Praktické použití teorie transformátoru a tlumivek ve spínaných zdrojích pro jejich návrh

Pokud není možné si transformátor nebo tlumivku pro spínaný zdroj koupit, je nezbytné je umět navrhnout a realizovat.

Zde si na několika příkladech předvedeme návrh výkonových transformátorů a tlumivek pro specifikované spínané zdroje. Návrhy nejsou podrobné, avšak jdou do takové hloubky, aby se ukázal postup, kterým lze získat rozměry jádra a počty závitů vinutí.

Opakovaným přepočtem by se potom dosáhlo tak podrobného popisu pro úspěšnou realizaci vzorku, aby se jeho proměřením a odzkoušením získaly údaje pro konečné zpřesnění jeho realizace. Je to známá a dosud stále používaná metoda návrhu transformátorů a tlumivek, nejsou-li dostupné počítačové programy.

Návrh se týká magnetických obvodů s feritovými jádry, železoprachovými jádry a kovovými jádry C. Okrajově je uvedeno použití toroidů z amorfních magnetických materiálů.

Tabulky s údaji vlastností vodičů a magnetických materiálů, které se používají při návrhu, jsou součástí této praktické části.

Jenom pro návaznost na úplné řešení výstupů spínaných zdrojů jsou uvedeny některé příklady pro určení kapacity kondenzátorů pro vyhlazování usměrněného jednofázového síťového napětí a filtraci výstupního napětí.

Podobně, pro názornost o šíři tématu, jsou uvedeny některé jednoduché, ale pro použití významné měřicí metody.

Neuvádí se výběr vhodných polovodičových součástek, které jsou spojeny s těmito transformátory a tlumivkami. Kromě některých základních požadavků na tyto součástky nejsou uvedeny podrobné další požadované jejich vlastnosti pro splnění specifikace spínaného zdroje.

Jsou možné i jiné způsoby návrhu, které je možné odvodit z uvedené teorie. Použitý způsob návrhu je jednoduchý a přehledný.

Při návrhu se předpokládá, že čtenář má k dispozici katalog českého výrobce feritů a jader C a katalog zahraničních výrobců feritů, železoprachových jader, jader C a jader z amorfních magnetických materiálů.

Předpokládanými pomůckami jsou také normy vodičů, izolačních materiálů a bezpečnostní normy.

Tam, kde byla použita naše nebo zahraniční literatura, je citován zdroj.

Návrh transformátoru je veden snahou dosáhnout přijatelného ztrátového výkonu, který otepluje jádro a vinutí.

Použití grafické závislosti o poměrném ztrátovém výkonu materiálu jádra v závislosti na kmitočtu a na velikosti magnetické indukce poskytuje jen přibližné informace. Údaje o poměrném ztrátovém výkonu jsou uváděny výrobci při zcela jiném průběhu magnetické indukce, než jaký průběh je u transformátorů spínaných zdrojů. Důvod je jednoduchost měřicí metody a tím i snadné vzájemné porovnávání jader.

Tato nedokonalost posuzování vlastností jader transformátorů je dávno známá a nebyla přesto zlepšena. Vždyť ztrátové výkony na mnohatunových magnetických obvodech silových síťových transformátorů se určují z výsledků měření vzorků o hmotnosti 10 kg. Je třeba proto uvažovat, že vypočtené hodnoty nebudou zcela ve shodě s žádanými vlastnostmi transformátorů.

Výpočet tlumivek je rovněž veden snahou omezit ztrátový výkon, který otepluje jádro i vinutí. Volíme takovou velikost magnetické indukce v jádru, aby efektivní permeabilita jádra magnetovaného stejnosměrným proudem v určitém rozsahu proudů byla stálá. Jedná se o vratnou permeabilitu, pro kterou však nezávislost na předmagnetování neexistuje. Rozsah nezávislosti vratné permeability na předmagnetování je tedy v technické praxi hrubou, ale použitelnou aproximací. Vždy je nutné uvažovat určitý pokles vratné permeability s rostoucím předmagnetováním. V pracovním rozsahu se připouští její pokles až o několik desítek procent. Obvykle tento rozsah bývá omezen předmagnetováním do poloviční velikosti magnetické indukce nasycení. Tato přípustná velikost závisí na tvaru hysterezní smyčky. Čím menší je poměrná remanence (poměr B_r / B_s), tím spíše tato velikost může být překročena. Naopak u materiálu s pravoúhlejší hysterezní smyčkou se tato mezní velikost zmenšuje. Uvažme, že u běžných materiálů bývá poměrná remanence v rozsahu 0,1 až 0,98. Lze proto počítat u realizované tlumivky s překvapením. Výsledné vlastnosti mohou být ověřeny jen proměřením realizovaného vzorku. U používaných materiálů pro spínané zdroje se mezní velikost přípustného předmagnetování pohybuje od 0,3 do $0{,}5 \cdot B_s$. Menší velikost je přijatelnější pro materiály, které mají poměrnou remanenci větší než 0,5.

Obrysy magnetických obvodů, kdyby naše oči byly citlivé na magnetický indukční tok, by nebyly ostré, ale rozmazané.

Zatímco měrný elektrický odpor měděného vodiče je 1,7 μΩcm, je měrný elektrický odpor vzduchu při zemi 4.10^{15} Ωcm. Poměr těchto odporů je 21 řádů.

Měrný magnetický odpor magnetických obvodů je veličinou v rozsahu $0{,}8.10^3$ až $0{,}8.10^4$ [H^{-1}]. Magnetický odpor vzduchu (shodný s magnetickým odporem vzduchoprázdna) je $0{,}8.10^6$ [H^{-1}], tedy jen o 2 až 3 řády větší. Promile až procenta z celkového indukčního magnetického toku buzeného proudem cívky, kterým magnetický obvod prochází, se tedy uzavírá vzduchem mimo obvod. To je jednak příčinou další, těžko postihnutelné složky nepřesnosti výpočtů, dále však tato část indukčního toku může zasáhnout do jiných částí elektrických obvodů a tím působit rušivě.

Pro výběr jádra s homogenním magnetickým obvodem z řady určitého typu je nutné znát čistý průřez jádra S_j [m^2] a střední délku magnetické siločáry l_j [m]. Pro jádra s nehomogenním magnetickým obvodem je nutné znát efektivní průřez jádra S_e [m^2], střední efektivní délku magnetické siločáry l_e [m] a minimální průřez $S_{j\,min}$ [m^2] v jeho magnetickém obvodu. Pro měření oteplení jádra je nutné znát jeho tepelný odpor R_{thj} [K/W] a jeho hmotnost m [kg]. Dále je pak nutné znát plochu okénka pro vinutí S_v [m^2] a šířku b_v [m] a výšku h [m] okénka. Pro určení tepelného ztrátového výkonu ve vinutí je nutné znát rozměry vinutí (ze kterých lze určit střední délky závitů) a pro určení oteplení vinutí je nutné znát tepelný odpor vinutí R_{thv}. Pro popis vlastností materiálu jádra je nutné znát závislost měrného ztrátového výkonu p_v na magnetické indukci a kmitočtu. Dále je nutné znát indukci nasycení B_s při nejvyšší pracovní teplotě a počáteční permeabilitě μ_p [-] a měrnou hmotnost γ [kg/m^3].

Konstrukce spínaného zdroje vychází z jeho specifikace. Jen určitý rozsah vstupních napětí je pro měniče s modulací PWM i rezonanční zpracovatelný. Obvykle je rozsah vstupních napětí v poměru 1 : 2. Tento rozsah musí zvládnout i integrované regulační obvody.

Součin maximálního vstupního napětí a minimálního činitele plnění není rovnocenný se součinem minimálního vstupního napětí a maximálního činitele plnění. Velikost indukčnosti vyplývající z těchto součinů je vzájemně odchylná a tím se liší i ΔI_L. S touto hodnotou souvisí zvlnění usměrněného proudu a posléze minimální a maximální proud ve vinutí. S tím však souvisí i proudová hustota ve vodičích a změna oteplení vinutí. Tato možná změna proudů musí být známá a proto i prošetřena.

9.1 Vodiče

Nejčastěji se pro vinutí tlumivek a transformátorů používá lakovaného vodiče LC z měkké elektrovodné mědi.

Tepelná třída vodiče je určena druhem izolace, která je uvedena v normě. Samopájitelné laky s polyuretanovou izolací jsou pro teplotní třídu B (130 °C). Vodiče LC s lepící vrstvou jsou slinovatelné. Všechny tyto vodiče se vyrábějí s jednoduchou nebo zesílenou izolací v průměrech řady R20.

Na výrobu vinutí, jejichž konce lze přímo pájet bez odstraňování lakové vrstvy, se používají vodiče izolované polyuretanovým lakem.

Pro navíjení cívek, u nichž se izolace při navíjení mechanicky odírá, jako např. u navíječek pro toroidní jádra, se používá lakovaných vodičů se zesílenou izolací. Kromě toho se tyto vodiče rovněž používají v případech, kdy chceme zmenšit kapacitu vinutí nebo dosáhnout větší mezizávitové elektrické pevnosti.

V normě jsou také vodiče s třemi vrstvami lakové izolace. Průrazné napětí izolace je u těchto vodičů o malých průměrech i při zvýšené teplotě přes 3 kV (střídavé napětí)! Vodiče s větším průměrem dosahují průrazné napětí větší než 4 kV. Používají se pro vinutí transformátorů měničů, u nichž je velké mezizávitové napětí.

Pro vinutí cívek laděných obvodů a transformátorů spínaných zdrojů s kmitočtem vyšším než několik stovek kHz se používají vodiče s nízkoztrátovou izolací (polyuretan má $\mathrm{tg}\,\delta < 3 \cdot 10^{-2}$, polyimid $6 \cdot 10^{-3}$).

Vlivem elektrického povrchového jevu se při zvyšování kmitočtu procházejícího proudu zvětšuje odpor vodiče.

Pro zmenšení elektrického povrchového jevu se používá vysokofrekvenčních lanek. Vysokofrekvenční lanka jsou vyrobena ze stočených lakovaných tenkých vodičů s určitou délkou zkrutu. Celek je jednou až dvakrát opředen hedvábím.

Vysokofrekvenční lanka jsou normalizována. Podle normy se značí ZCA. Z je značka vf vodiče, C označuje jádro tvořené mědí a A označuje opředení polyamidovým hedvábím.

Konstrukce vysokofrekvenčních lanek je patrná z tab. 9.1. Podrobnější údaje pro posouzení vlastností lanek pro tři průměry jádra jednotlivého vodiče jsou v tab. 9.2. V tab. 9.3 je uvedena hranice výhodného použití lanek.

Elektrický povrchový jev je u vodičů hodnocen hloubkou vniku σ. Hloubka vniku je vzdálenost od povrchu vodiče, ve které proudová hustota klesne na 1/e proudové hustoty na povrchu vodiče. Hloubka vniku pro harmonický průběh proudu je určena vztahem:

$$\sigma = 1/\sqrt{[\pi \cdot (1/\rho) \cdot \mu_0 \cdot f]}\,.$$

V měničích, kde je průběh proudu pravoúhlý nebo trojúhelníkový, je hloubka vniku ještě menší.

Při daném kmitočtu je neúčelné používat kruhové vodiče o větším průměru než $3 \cdot \sigma$. Rovněž je zbytečné, aby tloušťka páskových vodičů přesahovala trojnásobně hloubku vniku.

Tab. 9.1. Některé údaje o lankách podle ČSN IEC 317-11. V tabulce nejsou uvedeny rozměry lanek se sdruženým vodičem o průměru 0,025, 0,032 a 0,04 mm. Čárou jsou oddělena lanka 2x opředená. Čistý průřez mědi lanka je součtem průřezů jednotlivých vodičů v lanku

Počet sdružených vodičů	Jmenovitý průměr sdruženého vodiče [mm]											
	0,05			0,063			0,071			0,10		
	Jmenovitý vnější průměr [mm]	Největší odpor vodiče [Ω/m]	Čistý průřez vodiče [mm^2]	Jmenovitý vnější průměr [mm]	Největší odpor vodiče [Ω/m]	Čistý průřez vodiče [mm^2]	Jmenovitý vnější průměr [mm]	Největší odpor vodiče [Ω/m]	Čistý průřez vodiče [mm^2]	Jmenovitý vnější průměr [mm]	Největší odpor vodiče [Ω/m]	Čistý průřez vodiče [mm^2]
3	0,155	3,20	0,0055	0,190	2,01	0,0093	0,205	1,61	0,012	0,250	0,79	0,024
4	0,173	2,40	0,0078	0,215	1,50	0,012	0,235	1,21	0,016	0,285	0,60	0,031
5	0,190	1,93	0,0098	0,235	1,20	0,016	0,255	0,97	0,020	0,315	0,48	0,040
6	0,205	1,60	0,0118	0,255	1,00	0,019	0,275	0,81	0,024	0,340	0,40	0,047
8	0,235	1,20	0,0158	0,285	0,76	0,025	0,315	0,61	0,030	0,385	0,30	0,063
10	0,260	0,97	0,0200	0,315	0,60	0,031	0,350	0,48	0,040	0,430	0,24	0,078
12	0,280	0,80	0,0240	0,345	0,50	0,037	0,380	0,40	0,048	0,465	0,20	0,094
16	0,320	0,60	0,031	0,395	0,38	0,044	0,435	0,30	0,063	0,540	0,15	0,126
20	0,355	0,50	0,039	0,440	0,30	0,062	0,490	0,24	0,080	0,605	0,12	0,16
25	0,395	0,39	0,049	0,500	0,24	0,078	0,550	0,19	0,10	0,705	0,10	0,19
32	0,445	0,31	0,063	0,560	0,19	0,090	0,615	0,16	0,13	0,790	0,080	0,25
40	0,500	0,25	0,079	0,620	0,16	0,12	0,715	0,13	0,16	0,875	0,061	0,31
60	0,605	0,17	0,118	0,780	0,11	0,19	0,860	0,084	0,24	1,055	0,041	0,47
100	0,795	0,10	0,20	0,985	0,06	0,31	1,100	0,050	0,40	1,355	0,025	0,78
160	0,990	0,06	0,31	1,240	0,04	0,50	1,370	0,032	0,63	1,695	0,016	1,25
250	1,230	0,04	0,50	1,530	0,03	0,78	1,695	0,020	1,00	2,10	0,010	2,00

Počet sdružených vodičů	Jmenovitý průměr sdruženého vodiče [mm]											
	0,125			0,20			0,315			0,40		
	Jmenovitý vnější průměr [mm]	Největší odpor vodiče [Ω/m]	Čistý průřez vodiče [mm^2]	Jmenovitý vnější průměr [mm]	Největší odpor vodiče [Ω/m]	Čistý průřez vodiče [mm^2]	Jmenovitý vnější průměr [mm]	Největší odpor vodiče [Ω/m]	Čistý průřez vodiče [mm^2]	Jmenovitý vnější průměr [mm]	Největší odpor vodiče [Ω/m]	Čistý průřez vodiče [mm^2]
3	0,305	0,50	0,037	0,465	0,190	0,094	0,745	0,077	0,23	0,930	0,050	0,38
4	0,345	0,38	0,049	0,540	0,140	0,13	0,855	0,058	0,31	1,065	0,038	0,50
5	0,380	0,30	0,051	0,595	0,115	0,16	0,945	0,046	0,39	1,195	0,030	0,63
6	0,415	0,25	0,073	0,675	0,096	0,19	1,030	0,039	0,47	1,300	0,025	0,75
8	0,475	0,19	0,098	0,770	0,072	0,25	1,190	0,029	0,64	1,490	0,019	1,00
10	0,530	0,15	0,12	0,855	0,058	0,31	1,320	0,023	0,78	1,655	0,015	1,26
12	0,580	0,13	0,15	0,930	0,048	0,38	1,440	0,019	0,94	1,805	0,012	1,50
16	0,645	0,090	0,20	1,085	0,036	0,50	1,665	0,014	1,25	2,090	0,0093	2,01
20	0,775	0,075	0,24	1,210	0,029	0,63	1,868	0,012	1,56	2,345	0,0075	2,50
25	0,865	0,060	0,30	1,355	0,023	0,78	2,090	0,009	1,90	2,635	0,0060	3,14
32	0,970	0,048	0,39	1,525	0,019	1,00	2,355	0,007	2,50	2,970	0,0050	4,02
40	1,085	0,040	0,49	1,695	0,015	1,25	2,625	0,006	3,10	3,315	0,0040	5,02
60	1,315	0,026	0,73	2,060	0,010	1,90	3,200	0,004	4,80	4,040	0,0026	7,54
100	1,675	0,016	1,20	2,635	0,0060	3,10	4,105	0,0024	7,80	5,195	0,0016	12,6
160	2,100	0,010	2,00	3,315	0,0039	5,0	5,175	0,0016	12,5	6,550	0,0010	20,1
250	2,605	0,0060	3,00	4,125	0,0025	7,9	6,450	0,0010	19,5	8,170	0,00060	31,4

Tab. 9.2. Některé vlastnosti lanek se třemi různými průměry sdružených vodičů

Průměr sdruženého vodiče [mm]	Konstrukce lanka	Nejmenší vnější průměr lanka [mm]			Jmenovitý činný odpor lanka [mΩ/m]	Přibližný počet závitů na 1 cm² (1x opředeno)	Přibližný počet závitů na 1 cm² (2x opředeno)	Průměr plného vodiče o stejném odporu [mm]. Povrchový jev se neuvažuje
		Lanko neopředeno	Lanko 1x opředeno	Lanko 2x opředeno				
0,05	1x 6	0,170	0,205	0,245	1520	1600	1300	0,125
0,05	1x 10	0,230	0,250	0,290	910	1200	960	0,150
0,05	1x 15	0,280	0,300	0,340	610	900	850	0,190
0,05	1x 20	0,330	0,330	0,370	460	680	580	0,224
0,05	1x 30	0,390	0,390	0,430	300	520	470	0,280
0,05	1x 45	0,460	0,460	0,500	200	380	345	0,335
0,05	2x 20	0,570	0,570	0,600	150	240	225	0,400
0,05	3x 20	0,670	0,670	0,700	100	170	160	0,475
0,05	3x 45	0,810	0,815	0,860	68	125	115	0,600
0,071	1x 3	0,190	0,200	0,245	1550	1600	1300	0,125
0,071	1x 6	0,250	0,250	0,310	780	1050	800	0,170
0,071	1x 10	0,330	0,330	0,370	470	630	540	0,224
0,071	1x 15	0,390	0,390	0,430	310	480	410	0,280
0,071	1x 20	0,430	0,440	0,480	230	380	345	0,315
0,071	1x 30	0,500	0,520	0,560	160	280	255	0,400
0,071	1x 45	0,600	0,620	0,660	100	225	205	0,475
0,071	3x 20	0,750	0,770	0,810	78	130	124	0,560
0,071	3x 30	0,900	0,925	0,975	52	100	90	0,610
0,071	3x 45	1,10	1,11	1,16	35	70	68	0,800
0,071	4x 45	1,320	1,37	1,42	26	46	45	0,900
0,071	6x 45	1,600	1,66	1,71	17	35	34	1,12
0,071	9x 45	2,0	2,02	2,07	12	25	25	1,40
0,10	1x 10	0,420	0,450	0,490	230	470	420	0,315
0,10	1x 15	0,500	0,530	0,570	150	255	210	0,400
0,10	1x 20	0,560	0,600	0,640	114	220	205	0,450
0,10	1x 45	0,820	0,860	0,910	51	105	95	0,630
0,10	3x 20	1,030	1,080	1,13	38	75	70	0,750
0,10	3x 30	1,230	1,280	1,33	25	55	52	0,950
0,10	3x 45	1,500	1,550	1,6	17	38	36	1,180

U páskových vodičů vytvářených tlustovrstvou technologií stříbrnou pastou se počítá s $\rho = 1{,}7 \cdot 10^{-8}$ Ωm. Při 20 °C je $\rho_{Cu} = (1{,}7$ až $1{,}8) \cdot 10^{-8}$ Ωm, elektrovodný hliník má $\rho_{Al} = 2{,}9 \cdot 10^{-8}$ Ωm, čistý hliník $\rho_{Al} = 2{,}63 \cdot 10^{-8}$ Ωm.

K orientačnímu posouzení hloubky vniku pro měděné a hliníkové vodiče slouží tab. 9.4.

Poměr počtu skutečně navinutých závitů k teoretickému předpokladu se jmenuje činitel vinutí a označuje se a_v:

$$a_v = p \cdot d^2/d_i^2\,,$$

kde d je čistý průměr vodiče, d_i je vnější průměr vodiče a p je činitel přesnosti vinutí, který má velikost přibližně 0,85.

Činitel vinutí a_v se pro menší průměry vodičů zmenšuje vlivem většího poměrného přírůstku izolace vodiče. Tento přírůstek se ještě zvětšuje u vodičů se zesílenou izolací nebo u vodičů ovinutých hedvábím.

Je-li činitel vinutí známý, lze vypočítat počet závitů, které se vejdou do vymezeného okénka pro vinutí:

$$N = a_v \cdot S_v / d^2\,.$$

Tabulka činitele vinutí pro smaltované vodiče kruhového průřezu jsou v tab. 9.5.

Některé údaje o smaltovaných vodičích jsou v tab. 9.6.

Někdy se v literatuře udává činitel plnění mědi f_{Cu}, který je dán poměrem celkového průřezu mědi v okénku pro vinutí k ploše okénka S_v, která je pro vinutí k dispozici:

$$f_{Cu} = N \cdot (\pi \cdot d^2/4)/S_v\,.$$

Souvislost mezi činitelem vinutí a_v a činitelem plnění mědi f_{Cu} je tedy:

$$f_{Cu} = (\pi/4) \cdot a_v\,.$$

(Další část tohoto článku, ve které bude podrobně probráno praktické použití teorie transformátorů a tlumivek ve spínaných zdrojích pro jejich návrh, bude otištěna v č. 1 časopisu Konstrukční elektronika v roce 2002)